



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONVERSOR MONOFÁSICO
PARA 10kW COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

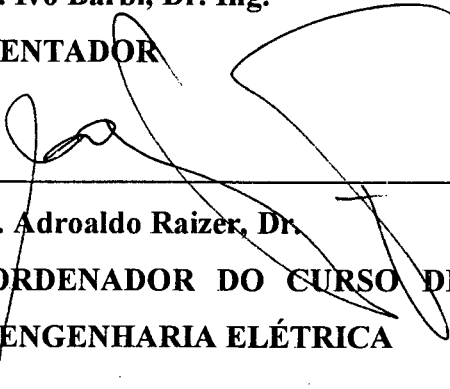
ROBSON LUIZ CARDOSO

FLORIANÓPOLIS, SETEMBRO DE 1997

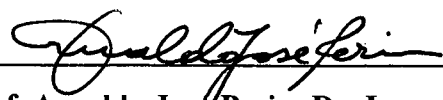
CONVERSOR MONOFÁSIO PARA 10kW COM FATOR DE POTÊNCIA UNITÁRIO**ROBSON LUIZ CARDOSO**


ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, ÁREA DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS GRADUAÇÃO.



Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.**ORIENTADOR**

Prof. Adroaldo Raizer, Dr.**COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA****BANCA EXAMINADORA:**

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Prof. Arnaldo Jose Perin, Dr. Ing.

Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.

Prof. Alexandre Ferrari de Souza, M. Eng.

Aos meus pais, Lourival e Graça.

À minha esposa, Liciane.

Aos meus sogros, Ruben e Silene

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Ivo Barbi, por ter me propiciado a oportunidade de realizar este trabalho.

Ao Prof. Alexandre Ferrari, pela dedicação, competência e espírito de trabalho, virtudes de um profissional exemplar.

Aos demais professores do INEP, que contribuíram de uma ou outra forma na realização deste trabalho.

Aos meus pais, Lourival e Graça, pela força e coragem com que enfrentaram todos os dias da nossa existência e por terem me propiciado todos estes anos de estudo.

À minha esposa, Liciane, pelo apoio incondicional em todos os momentos da nossa união.

Aos meus amigos, Claudinor e Anderson, colegas de mestrado cujas discussões fortaleceram em muito minha formação.

Aos técnicos, Coelho e Pacheco pelo seu profissionalismo.

A todas as pessoas que de uma forma ou outra contribuíram para a realização deste trabalho.

A CAPES, pelo suporte financeiro.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA.....	x
GLOSSÁRIO.....	xiv
RESUMO.....	xvi
ABSTRACT.....	xvii
 INTRODUÇÃO GERAL.....	 1
 CAPÍTULO I - DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E DESCRIÇÃO DE ALGUNS SISTEMAS COM E SEM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	 2
1.1 INTRODUÇÃO	2
1.1.1 Efeitos dos Harmônicos em Componentes do Sistema Elétrico.....	2
1.1.2 Motores e Geradores	3
1.1.3 Transformadores	3
1.1.4 Cabos de Alimentação.....	3
1.1.5 Capacitores	3
1.1.6 Equipamentos Eletrônicos	4
1.2 NORMAS.....	4
1.2.1 Harmônicos de Corrente.....	4
1.2.2 Harmônicos de Tensão	5
1.2.3 Impedância Padrão	5
1.3 DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	6
1.4 RETIFICADOR MONOFÁSICO PONTE COMPLETA	8
1.5 RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM INDUTOR DE LINHA	9
1.6 RETIFICADOR TRIFÁSICO CONVENCIONAL SEM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA.....	12
1.7 RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO CAPACITIVO E INDUTORES DE LINHA	14
1.8 RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO LC.....	16
1.9 RETIFICADORES MONOFÁSICOS EMPREGANDO O CONVERSOR BOOST	18
1.9.1 Em Modo de Condução Descontínuo	18
1.9.2 Com Controle por Histerese	19
1.9.3 Com Controle por Valores Médios Instantâneos	22
1.10 RETIFICADOR TRIFÁSICO EMPREGANDO O CONVERSOR BOOST.....	24
1.10.1 Retificador Trifásico Utilizando o Conversor Boost com Indutores de Linha	24

1.10.2	<i>Retificador Trifásico Utilizando o Conversor Boost com Apenas um Induto...</i>	28
1.11	RESUMINDO	31
1.12	CONCLUSÕES.....	33
CAPÍTULO II - CONVERSOR CA/CC ELEVADOR (BOOST) PARA 10KW COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E COM CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS.....		34
2.1	INTRODUÇÃO.....	34
2.2	CONVERSOR CC/CC ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST) OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA DE CORRENTE.....	34
2.3	CIRCUITO BÁSICO DO CONVERSOR CC-CC BOOST	35
2.4	ETAPAS DE FUNCIONAMENTO	35
2.4.1	<i>Primeira Etapa (intervalo $0 < t < D.T_s$): S Conduzindo, Db Bloqueado</i>	<i>36</i>
2.4.2	<i>Segunda Etapa (intervalo $D.T_s < t < T_s$): S Bloqueado, Db Conduzindo</i>	<i>36</i>
2.5	PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA.....	37
2.6	ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC/CC BOOST EM MCC	38
2.7	APLICAÇÃO DO CONVERSOR BOOST CA-CC PARA 10KW.....	39
2.8	METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR	39
2.8.1	<i>Circuito Básico do Conversor CA-CC Boost.....</i>	<i>39</i>
2.8.2	<i>Análise Quantitativa do Conversor CA/CC Boost em MCC</i>	<i>42</i>
2.9	CIRCUITO DE AJUDA A COMUTAÇÃO.....	51
2.9.1	<i>"Snubber" dissipativo</i>	<i>51</i>
2.9.2	<i>"Snubber" Regenerativo</i>	<i>52</i>
2.10	CONTROLE POR CORRENTE. MÉDIA INSTANTÂNEA DE ENTRADA UTIL. O CI UC3854.....	55
2.10.1	<i>Princípios de funcionamento do controle por valores médios instantâneos:.....</i>	<i>58</i>
2.11	METODOLOGIA DE PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE.....	59
2.11.1	<i>Cálculo dos Elementos Externos ao Circuito Integrado UC3854.....</i>	<i>59</i>
2.12	PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR	63
2.12.1	<i>Especificação do Conversor:.....</i>	<i>64</i>
2.12.2	<i>Cálculos Preliminares</i>	<i>64</i>
2.12.3	<i>Cálculo do Indutor</i>	<i>65</i>
2.12.4	<i>Cálculo do Capacitor de Saída.....</i>	<i>67</i>
2.12.5	<i>Elementos Externos ao Circuito Integrado UC3854.....</i>	<i>67</i>
2.12.6	<i>Cálculo do Compensador de Corrente.....</i>	<i>68</i>
2.12.7	<i>Malha de Tensão</i>	<i>69</i>
2.12.8	<i>Cálculo de R108, Limitador de Pico de Corrente. ("peak limit").....</i>	<i>70</i>
2.12.9	<i>Cálculo do Filtro para o Valor Proporcional da Tensão de Entrada.....</i>	<i>70</i>
2.12.10	<i>Cálculo do Capacitor Temporizador de Partida C104.....</i>	<i>71</i>
2.12.11	<i>Traçado das Funções de Transferência da Malha de Corrente.....</i>	<i>71</i>
2.12.12	<i>Especificação dos Diodos de Saída.....</i>	<i>72</i>
2.12.13	<i>Corrente Eficaz no Diodo</i>	<i>72</i>

2.12.14	<i>Corrente Eficaz no Capacitor de Saída</i>	72
2.12.15	<i>Especificação do Transistor de Potência</i>	73
2.12.16	<i>Cálculo do Circuito de Ajuda a Comutação, "Snubber"</i>	73
2.12.17	<i>Circuito de Ajuda a Comutação Regenerativo</i>	74
2.12.18	<i>Cálculo das Perdas</i>	75
2.13	SIMULAÇÃO	79
2.13.1	<i>Resultados da Simulação</i>	80
2.13.2	<i>Validação do Projeto</i>	82
2.14	CONCLUSÕES	83
CAPÍTULO III - IGBT E CIRCUITO DE COMANDO E PROTEÇÃO		84
3.1	INTRODUÇÃO	84
3.2	RAZÃO PARA ESCOLHA DO IGBT	84
3.3	CIRCUITO DE COMANDO	88
3.3.1	<i>Introdução</i>	88
3.3.2	<i>Módulo Semikron SKHI-10</i>	92
3.4	CONCLUSÃO	99
CAPÍTULO IV - IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST PARA 10KW		100
4.1	INTRODUÇÃO	100
4.2	ESQUEMA DO CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE	100
4.3	SENSOR DE EFEITO HALL	101
4.4	PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	104
4.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM SNUBBER CLÁSSICO	105
4.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM SNUBBER REGENERATIVO	106
4.7	CURVAS DE RENDIMENTO, FATOR DE POTÊNCIA VERSUS POTÊNCIA E REGULAÇÃO DE CARGA	112
4.7.1	<i>Com "Snubber" Dissipativo</i>	112
4.7.2	<i>Com "Snubber" Regenerativo</i>	114
4.7.3	<i>Comparação entre Rendimentos</i>	115
4.8	FATOR DE POTÊNCIA	116
4.9	REGULAÇÃO DE CARGA	117
4.10	ENSAIO TÉRMICO	118
4.10.1	<i>Com "Snubber" Dissipativo</i>	118
4.10.2	<i>Com "Snubber" Regenerativo</i>	118
4.11	CONCLUSÃO:	119
CAPÍTULO V – CONCLUSÃO GERAL		120
REFERÊNCIA BIBLIOGRAFICA		122

SIMBOLOGIA

1. SÍMBOLOS USADOS EM EXPRESSÕES MATEMÁTICAS

Símbolo	Significado	
A_e	Área da seção transversal do núcleo do transformador	cm^2
A_w	Área da janela do núcleo	cm^2
B	Densidade de fluxo magnético	T
C_{sb}	Capacitância circuito de ajuda a comutação "Snubber"	F
C_{a1}	Capacitância auxiliar do "snubber" regenerativo.	F
C_{a2}	Capacitância auxiliar do "snubber" regenerativo	F
C_o	Capacitância de filtragem de saída	F
D	Razão cíclica do interruptor S	
$d(t)$	Razão cíclica em função do tempo	
$d'(t)$	Razão cíclica complementar em função do tempo	
FP	Fator de potência	
$FTLA(\omega t)$	Função de transferência de laço aberto	
f_{cc}	Frequência de cruzamento	
f_r	Frequência da ressonância	
f_s	Frequência de comutação.	Hz
f_{os}	Frequência de ondulação do capacitor de filtragem de saída.	Hz
f_c	Frequência de cruzamento da malha de tensão.	Hz
f_p	Frequência do pólo do controlador de corrente	Hz
f_z	Frequência de zero do controlador de corrente	Hz
i_c	Corrente no capacitor C_o .	A
i_d	Corrente no diodo boost D.	A
i_e	Corrente de entrada	A
i_L	Corrente no indutor boost L.	A
i_s	Corrente no interruptor	A
i_o	Corrente de saída	A
J	Densidade de corrente	A/m^2
K_w	Fator de ocupação da janela de núcleo	
l_g	Entreferro	mm
L_f	Indutor de filtro.	
N	Numero de espiras no indutor	

P_e	Potência eficaz de entrada.	W
P_s	Potência eficaz de saída	W
P_{scom}	Perdas em comutação no interruptor	W
P_{scond}	Perdas em condução no interruptor	W
P_{pt}	Perdas na ponte retificadora	W
P_{sb}	Perdas no “snubber”	W
R_o	Resistência de carga	Ω
R_{sb}	Resistência no “snubber” dissipativo	Ω
R_l	Resistência de linha da rede	Ω
R_{th}	Resistência térmica.	Ω
R_{lxx}	Resistência de comando, onde $xx=1$ a 99 .	Ω
TDH	Taxa de distorção harmônica	
T_s	Período de comutação	s
V_{dbmax}	Tensão reversa máxima sob o diodo Db.	V
V_e	Tensão de fase da rede de alimentação	V
V_g	Tensão no sistema gerador	V
t	Tempo	s
X_{md}	Valor médio de uma variável X.	
X_{ef}	Valor eficaz de uma variável X	
X_p	Valor de pico de uma variável X	
X_{max}	Valor máximo da variável X	
X_{min}	Valor mínimo da variável X	
ΔI	Variação de corrente na frequência de comutação.	A
η	Rendimento	
μ_o	Permeabilidade relativa do ar	
ω	Frequência angular	rad/s
$\theta(1)$	Ângulo de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental de corrente de entrada.	
ΣI_e	Somatória das harmônicas da corrente de entrada.	A

2. SÍMBOLOS USADOS PARA REFERENCIAR ELEMENTOS EM DIAGRAMAS DE CIRCUITOS

Símbolo	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
E	Fonte de tensão de corrente contínua
I	Fonte de corrente
L	Indutor
R	Resistor
S	Interruptor.
Ve	Fonte de tensão alternada

3. ABREVIATURAS

	Significado
CA	Corrente Alternada
CA/CC	Corrente alternada/Corrente contínua
CAPES	Fundação Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente contínua
CC/CC	Corrente contínua/Corrente contínua
CI	Circuito integrado
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MCC	Modo de condução contínua
MCD	Modo de condução descontínua
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PWM	<i>pulse width modulation</i>
rms	<i>root mean square (valor eficaz)</i>
TDH	Taxa de distorção harmônica de um sinal periódico
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina

**4. SÍMBOLOGIA DE UNIDADE DE GRANDEZAS FÍSICAS DO SI
(SISTEMA INTERNACIONAL DE UNIDADES)**

Símbolo	Significado
A	Ampére
F	Farad
H	Henry
J	Joule
m	Metro
rad/s	Radiano por segundo
s	Segundo
V	Volt
Ω	Ohm

GLOSSÁRIO

Alimentação	Fonte de força eletromotriz que fornece corrente a um circuito.
Capacitância	Propriedade que tem alguns sistemas de armazenar energia elétrica sob forma de um campo eletrostático. Quociente da carga elétrica de um capacitor pela tensão elétrica existente entre as suas armaduras.
Capacitor	Conjunto de dois ou mais condutores elétricos separados entre si por isolantes.
Comutação	Ato ou efeito de comutar.
Comutar	Permutar, trocar.
Conversor	Circuito que transforma corrente alternada em corrente contínua ou vice-versa.
Curto-circuito	Conexão de resistência muito baixa entre dois pontos de potencial deferente num circuito elétrico
Harmônico	Diz-se do fenômeno periódico cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência de outro.
Impedância	Quociente entre a amplitude de uma tensão alternada e a amplitude da corrente que ela provoca em um circuito.
Indutor	Componente passivo de um circuito elétrico, que tem a função de introduzir neste uma indutância.
Indutância	Medida de auto-indutância de um circuito ou de um componente de um circuito.
Interruptor	Dispositivo que pode interromper ou restabelecer a continuidade num circuito elétrico, ou numa parte dele; comutador.
Reatância	Num circuito de corrente alternada, o módulo da parte imaginária da impedância do circuito.
Rendimento	Aproveitamento relativo de força ou energia.
Resistor	Componente de um circuito elétrico que apresenta resistência.

Resistência	Propriedade que tem toda substância (exceto o supercondutor) de se opor a passagem da corrente elétrica, e que é medida, em um corpo determinado, pelo quociente da tensão contínua aplicada às suas extremidades pela corrente que atravessa o corpo.
Ressonância	Vibração energética que se provoca num sistema oscilante quando atingido por uma onda de frequência igual a uma das suas frequências próprias.
Retificador	Circuito ou dispositivo para transformar corrente alternada em contínua.
Semicondutor	Condutor elétrico, cuja resistividade decresce com a temperatura, e em que a condução de carga pode efetuar-se por elétrons ou por íons ou por buracos.
Sobretensão	Diferença entre o potencial elétrico de um eletrodo quando através dele passa uma corrente apreciável e o potencial do eletrodo quando ele funciona em condições de reversibilidade termodinâmica.
Susceptibilidade	Tendência para sofrer interferência.
Transformador	Aparelho estático de indução eletromagnética, destinado a transformar um sistema de correntes variáveis em um ou em vários outros sistemas de correntes variáveis, de intensidade e tensão, geralmente, diferentes e de frequência igual.

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise e implementação de um retificador monofásico para 10kW, com controle de fluxo de energia através da modulação PWM, empregando o conversor CA-CC Boost (Elevador) operando no modo de condução contínua (MCC) e com controle por valores médios instantâneos para a correção do fator de potência.

O principal atrativo do pré-regulador CA-CC Boost reside no fato de ser uma estrutura simples, robusta e barata que torna praticamente unitário o fator de potência.

O princípio de operação, análise matemática, procedimento de projeto, simulação e resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo de laboratório são apresentados.

ABSTRACT

This work presents the analysis and implementation of a PWM single phase rectifier, through the use of the AC/DC Boost Converter for 10kW, operating in continuous conduction mode (CCM) for power factor correction.

The main attractive of the Boost converter is its simplicity and low cost, allowing a regulated output voltage with unity input power factor.

Principle of operation, mathematical analysis, design procedure, simulation and experimental results obtained from a laboratory prototype are presented.

INTRODUÇÃO GERAL

Desde que a energia elétrica foi descoberta ela tem assumido um papel cada vez mais importante no dia-a-dia do homem. Iluminação, transporte, computadores, equipamentos industriais e mais uma imensidão de aplicações que não haveria espaço para listar aqui.

Para que haja consumo é preciso haver geração e distribuição de energia. Há muitas e muitas maneiras de se gerar energia, por exemplo: usinas nucleares, solares, termelétricas, eólicas, hidroelétricas etc.

A distribuição é feita geralmente por cabos de alumínio. Para que não se perca energia na distribuição, a tensão é elevada a vários kVs e depois reduzida, quando chega ao consumidor final.

Nem toda energia que é gerada é realmente aproveitada. Uma parte, é perdida na própria distribuição e, outra parte, fica circulando no sistema geração-distribuição-consumo. É aí que entra a definição de fator de potência, que é o resultado do quociente entre a potência realmente consumida, potência ativa, e a potência gerada, potência aparente.

Feita a explanação acima pode-se agora entender porque a eletrônica de potência tem assumido um papel estratégico em muitos países. Quanto maior o fator de potência do sistema, menos dinheiro será necessário investir em novos sistemas de geração e distribuição.

Por isso, hoje, se pesquisa tanto os conversores que possam operar com alto fator de potência.

Este trabalho objetivou desenvolver um equipamento que fosse capaz de fornecer uma potência elevada (10kW), que fornecesse alto fator de potência com perdas reduzidas, baixo custo, robustez e simplicidade.

O Capítulo I apresenta uma análise das topologias existentes procurando o melhor conversor possível para a implementação do equipamento pretendido.

No Capítulo II, escolhido o conversor Boost-MCC-PWM com controle por valores médios instantâneos, foi feita uma análise deste conversor de modo a verificar a viabilidade de sua utilização. Para tal é usado o instrumento da simulação por computador além de análises matemáticas.

No Capítulo III fez-se a análise para a escolha do interruptor a ser utilizado.

No Capítulo IV relato-se detalhes da implementação prática e resultados obtidos como formas de ondas, regulação de carga, fator de potência, e taxa de distorção harmônica obtidos.

Finalmente, no Capítulo V, está o balanço geral do trabalho.

CAPÍTULO I

DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

E DESCRIÇÃO DE ALGUNS SISTEMAS COM

E SEM ESTÁGIO DE CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

1.1 INTRODUÇÃO

O grande desenvolvimento da tecnologia dos conversores estáticos e dos componentes semicondutores possibilitaram o uso da eletrônica de potência na conversão CA-CC de energia para várias aplicações industriais. A utilização generalizada de retificadores de potência tende a provocar distorção harmônica das correntes drenadas da rede de energia elétrica e, conseqüentemente, um baixo fator de potência. A estas correntes distorcidas, que representam uma nova forma de poluição, estão associadas interferências eletromagnéticas e desperdício de energia nas linhas de transmissão/distribuição das empresas fornecedoras de energia elétrica.

1.1.1 Efeitos dos Harmônicos em Componentes do Sistema Elétrico

O grau com que os harmônicos podem ser tolerados em um sistema de alimentação depende da susceptibilidade da carga (ou da fonte de energia). Os equipamentos menos sensíveis, geralmente, são os de aquecimento (carga resistiva), para os quais a forma de onda não é relevante. Os mais sensíveis são aqueles que, em seu projeto, assumem a existência de uma alimentação senoidal. No entanto, mesmo para as cargas de baixa susceptibilidade, a presença de harmônicos (de tensão ou de corrente) podem ser prejudiciais, produzindo maiores esforços nos componentes isolantes.

1.1.6 Equipamentos Eletrônicos

Alguns equipamentos podem ser muito sensíveis a distorções na forma de onda de tensão. Por exemplo, se um aparelho utiliza os cruzamentos com o zero da tensão (ou outros aspectos da onda de tensão) para realizar alguma ação, distorções na forma de onda podem alterar, ou mesmo inviabilizar seu funcionamento.

Caso os harmônicos penetrem na alimentação do equipamento por meio de acoplamentos indutivos e capacitivos (que se tornam mais efetivos com o aumento da frequência), eles podem também alterar o funcionamento do aparelho.

1.2 NORMAS

As normas podem ser destinadas tanto para equipamentos individuais, UPS, fonte para microcomputador, motores, etc., como para instalações elétricas, de uma indústria por exemplo.

No Brasil o Decreto Nº 62.724, de 17 de maio de 1968, alterado pelo Decreto Nº 479 de 20.03.93 regulamentado pela Portaria Nº 1.569 de 23.12.93 estabeleceu que, a partir de abril de 1996, o fator de deslocamento $\cos\phi$ deve ser maior que 0,92 para instalações. Quando o consumidor apresentar um fator de potência abaixo do mínimo é cobrado o excedente de energia reativa consumida.

As normas internacionais como a IEC 61000-2-2 e a IEC 61000-3-4 estabelecem limites das componentes dos harmônicos em relação à fundamental.

1.2.1 Harmônicos de Corrente

Como o objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de um equipamento individual, a atenção estará voltada para a norma IEC 61000-3-4, uma vez que não existem normas no país para estes casos.

A norma IEC 61000-3-4 estabelece limites de componentes harmônicos em valores percentuais da componente fundamental para equipamento com corrente de entrada maior que 16A por fase. Na Tabela 1.1 mostra-se os valores estabelecidos pela IEC 61000-3-4.

IEC 61000-3-4 LIMITES PARA HARMÔNICO DE CORRENTE	
Ordem do Harmônico	Máximo Valor do Harmônico em Valor Percentual da Fundamental.
3	21,6
5	10,7
7	7,2
9	3,8
11	3,1
13	2,0
15	0,7
17	1,2
19	1,1
21	0,3
23	0,9

Tabela 1.1 - IEC 61000-3-4

1.2.2 Harmônicos de Tensão

Com relação aos harmônicos de tensão a norma IEC 61000-2-2 estabelece os valores transcritos na Tabela 1.2.

IEC 61000-2-2 - Harmônicos de Tensão em Valores Percentuais em Relação a Fundamental.					
Ímpares, excluindo múltiplos de três.		Múltiplos de três		Pares	
n	V _n /V ₁ [%]	n	V _n /V ₁ [%]	n	V _n /V ₁ [%]
5	6,0	3	5,0	2	2,0
7	5,0	9	1,5	4	1,0
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3,0	21	0,2	8	0,5
17	2,0	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,2+0,5x25/n				

Nota: A taxa de distorção harmônica não deve exceder a 8%.

Tabela 1.2 - IEC 61000-2-2

1.2.3 Impedância Padrão

Como indutâncias de linha [10] utilizar-se-ão os valores mostrados na Figura 1.1. De agora em diante considerar-se-á a rede contendo esta impedância de linha a menos que fique estabelecido o contrário.

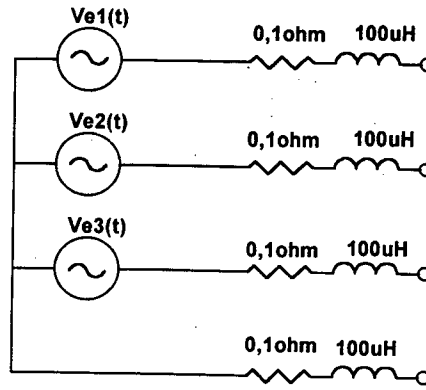


Figura 1.1 - Impedância de linha.

1.3 DEFINIÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

A Figura 1.2 apresenta um diagrama de blocos com os principais parâmetros para a do fator de potência [3].

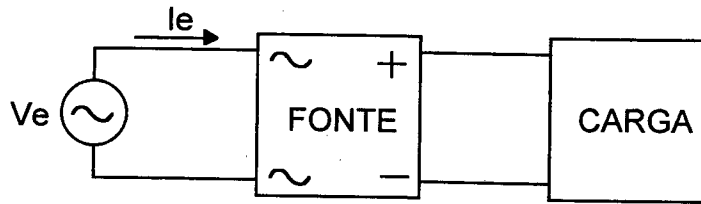


Figura 1.2- Diagrama de blocos.

A equação que define o fator de potência é apresentada a seguir:

$$FP = \frac{P_e}{S_e} = \frac{\int_0^T V_e(t) \cdot i_e(t) \cdot dt}{V_{e_{ef}} \cdot I_{e_{ef}}} = \frac{\sum_0^\infty V_{e(n)_{ef}} \cdot I_{e(n)_{ef}} \cdot \cos \theta_n}{V_{e_{ef}} \cdot I_{e_{ef}}} \quad (1.1)$$

Quando a forma de onda da tensão de entrada for considerada como uma senóide pura, pode-se fazer a seguinte simplificação:

$$FP = \frac{V_{e_{ef}} \cdot I_{e(1)_{ef}} \cdot \cos \theta_{(1)}}{V_{e_{ef}} \cdot I_{e_{ef}}} = \frac{I_{e(1)_{ef}}}{I_{e_{ef}}} \cdot \cos \theta_{(1)} \quad (1.2)$$

Onde:

$V_{e_{ef}}$ - Valor eficaz da tensão senoidal de entrada.

$I_{e(1)_{ef}}$ - Valor eficaz da componente fundamental da corrente de entrada.

$I_{e_{ef}}$ - Valor eficaz da corrente de entrada.

$\theta_{(1)}$ - Ângulo de deslocamento entre a tensão e a componente fundamental da corrente de entrada.

Usualmente a corrente de entrada possui harmônicos. Assim:

$$i_e(t) = i_{e1}(t) + \sum i_{e(n)}(t) \quad (1.3)$$

Onde:

$i_e(t)$ - Corrente de entrada.

$\sum i_{e(n)}(t)$ - Somatório dos harmônicos de corrente.

$$I_{e_{ef}}^2 = I_{e(1)_{ef}}^2 + \sum I_{e(n)_{ef}}^2 \quad (1.4)$$

$$FP = \frac{I_{e(1)_{ef}}}{\sqrt{I_{e(1)_{ef}}^2 + \sum I_{e(n)_{ef}}^2}} \cdot \cos \theta(1) \quad (1.5)$$

A taxa de distorção harmônica (TDH) é definida por:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum I_{e(n)_{ef}}^2}}{I_{e(1)_{ef}}} \quad (1.6)$$

Assim:

$$FP = \frac{\cos \theta(1)}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (1.7)$$

Portanto, se a forma da onda da tensão de entrada for considerada puramente senoidal o fator de potência unitário significa:

- Deslocamento entre $v_e(t)$ e $i_{e1}(t)$ igual a zero;
- Ausência de harmônicos de corrente de entrada.

A seguir serão simuladas diversas estruturas para uma potência de saída de 10kW visando buscar a que possua a melhor relação custo-benefício. Como benefícios serão enfocados: regulação de linha e de carga, elevado fator de potência ($\geq 0,99$) e baixa distorção harmônica de tensão e de corrente na entrada, de acordo com as normas IEC 61000-2-2 e IEC 61000-3-4.

1.4 RETIFICADOR MONOFÁSICO PONTE COMPLETA

A Figura 1.3 mostra o retificador em ponte completa de diodos.

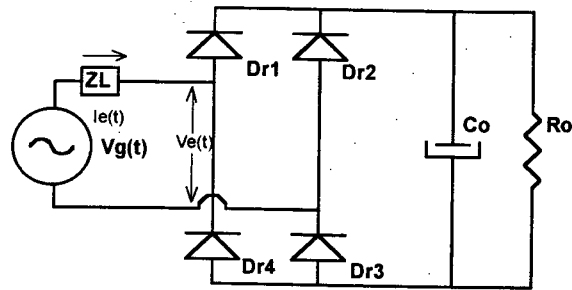


Figura 1.3- Retificador Ponte Completa Monofásico Com Filtro Capacitivo.

Simulou-se a seguinte situação: $V_{gp}=311V$, $P_o=10kW$, $V_o=245V$, $R_o=6\Omega$ e $C_o=6,6mF$.

Na Figura 1.4 tem-se as formas de ondas obtidas, levando-se em consideração a impedância padrão de linha previamente definida.

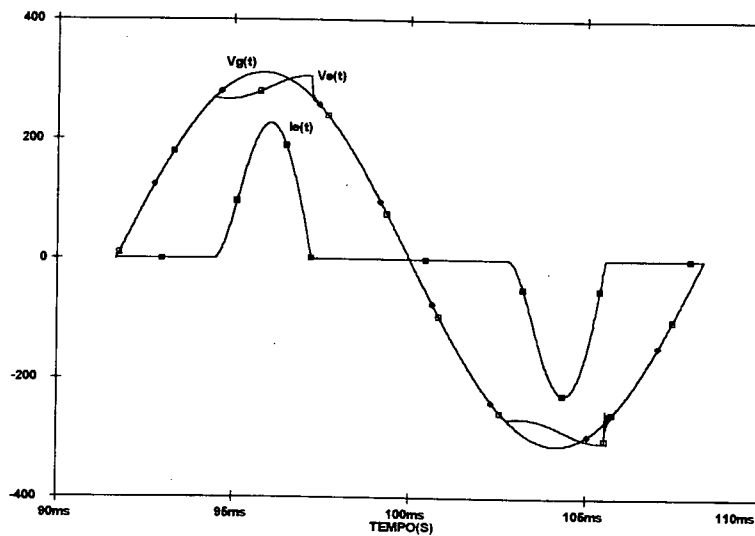


Figura 1.4 - Tensões no gerador, na entrada do retificador e corrente de entrada do retificador.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = 1.777848E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	6.720E+01	1.000E+00	-3.980E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	2.802E-03	4.170E-05	-1.031E+02	-9.908E+01
3	1.800E+02	5.713E+01	8.501E-01	1.678E+02	1.718E+02
4	2.400E+02	1.020E-03	1.518E-05	6.103E+01	6.501E+01
5	3.000E+02	4.039E+01	6.011E-01	-2.144E+01	-1.746E+01
6	3.600E+02	7.171E-04	1.067E-05	5.466E+01	5.864E+01
7	4.200E+02	2.232E+01	3.321E-01	1.466E+02	1.505E+02
8	4.800E+02	1.492E-03	2.221E-05	-1.494E+02	-1.454E+02
9	5.400E+02	7.991E+00	1.189E-01	-5.682E+01	-5.284E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			1.099268E+02	PERCENT	

Tabela 1.3 - Análise Harmônica da corrente de entrada $I_e(t)$.

Tabela 1.3 - Análise Harmônica da corrente de entrada $i_e(t)$.

Na Tabela 1.3 tem-se a análise harmônica da corrente de entrada $i_e(t)$ e pode-se verificar que o 3°, 5°, 7° e 9° harmônicos de corrente não estão de acordo com a IEC 61000-3-4.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$					
DC COMPONENT = -1.806216E-04					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.872E+02	1.000E+00	-5.541E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	1.594E-04	5.551E-07	6.884E+01	6.939E+01
3	1.800E+02	1.865E+01	6.494E-02	1.686E+01	1.741E+01
4	2.400E+02	2.625E-04	9.142E-07	1.222E+02	1.228E+02
5	3.000E+02	1.029E+01	3.583E-02	-1.526E+02	-1.520E+02
6	3.600E+02	3.668E-04	1.277E-06	-7.048E+01	-6.992E+01
7	4.200E+02	2.450E+00	8.531E-03	4.078E+01	4.134E+01
8	4.800E+02	1.322E-04	4.603E-07	4.427E+01	4.482E+01
9	5.400E+02	1.927E+00	6.710E-03	3.392E+01	3.447E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			7.496162E+00 PERCENT		

Tabela 1.4 - Análise Harmônica de tensão de entrada $v_e(t)$.

Na Tabela 1.4 pode-se observar a análise harmônica de $v_e(t)$. Pode-se notar que o 3° e 5° harmônicos de tensão assim como a TDH não estão em conformidade com a IEC 61000-2-2.

O fator de potência desta estrutura resultou em $FP=0,67$, e $\cos\phi=0,9982$ portanto dentro do exigido pela portaria brasileira.

Na Tabela 1.5 faz-se um balanço das vantagens e desvantagens deste retificador.

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Sobrecarrega o sistema de distribuição e geração de energia.
Facilidade de projeto.	Distorção da forma de onda da tensão da rede.
Robustez.	Não regulação de linha.
	Não regulação de carga.

Tabela 1.5 - Vantagens e desvantagem do retificador monofásico ponte completa.

1.5 RETIFICADOR MONOFÁSICO EM PONTE COMPLETA COM INDUTOR DE LINHA

A Figura 1.5 apresenta o retificador monofásico em ponte completa com indutor de linha L_f e com filtro capacitivo na saída para redução de ondulações da tensão contínua. Seu uso é bastante difundido na indústria, já que representa a solução mais simples e barata para a obtenção de tensão contínua a partir de uma rede CA. A medida que se aumenta o valor de L_f diminui-se a distorção

harmônica tanto da corrente como da tensão de entrada mas em contrapartida aumenta-se o defasamento entre a tensão e a corrente. Assim há um compromisso entre o fator de potência e as distorções harmônicas de corrente e de tensão. Um outro fato a ser considerado é que a inclusão de um indutor no lado CA faz com que a tensão de saída seja dependente da carga.

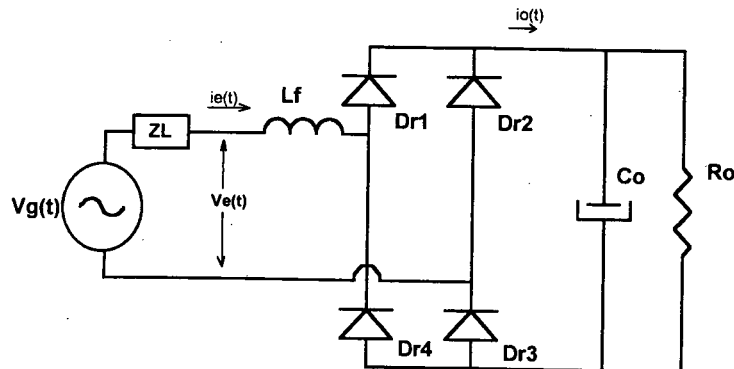


Figura 1.5- Retificador ponte completa com indutor no lado CA.

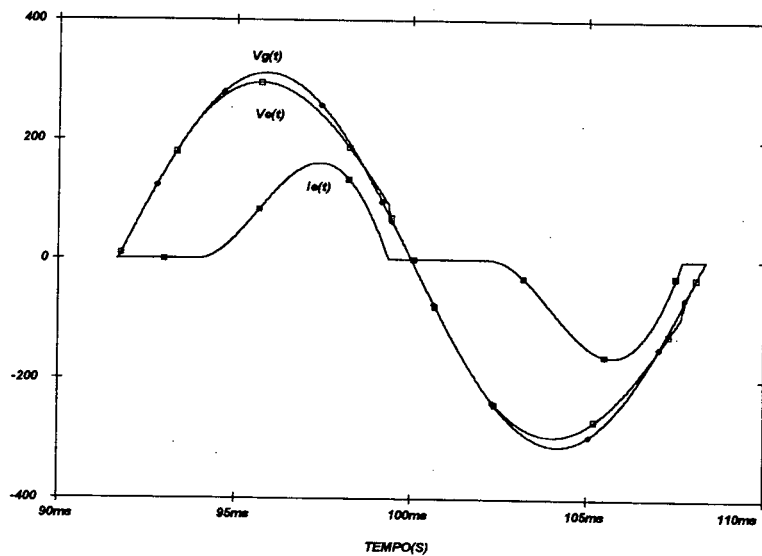


Figura 1.6- Forma de onda da tensão e corrente de entrada e tensão da rede.

Para exemplificar simulou-se a seguinte situação: $L_f = 1\text{mH}$, $C_o = 6,6\text{mF}$, $V_o = 240\text{V}$, $V_{gp} = 311\text{V}$, $P_o = 10\text{kW}$. Os resultados obtidos são mostrados através da análise harmônica da tensão e da corrente na entrada do retificador, Tabela 1.6 e 1.7, assim como as formas de ondas mostradas na Figura 1.6.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $i_e(t)$ DC COMPONENT = $-3.038371E-04$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.098E+02	1.000E+00	-2.747E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	3.910E-04	3.561E-06	7.444E+01	1.019E+02
3	1.800E+02	5.179E+01	4.717E-01	9.224E+01	1.197E+02
4	2.400E+02	2.500E-05	2.277E-07	5.683E+01	8.430E+01
5	3.000E+02	8.944E+00	8.146E-02	1.487E+02	1.761E+02
6	3.600E+02	6.033E-05	5.494E-07	-1.764E+02	-1.489E+02
7	4.200E+02	6.800E+00	6.193E-02	-1.772E+02	-1.498E+02
8	4.800E+02	1.028E-04	9.358E-07	1.563E+02	1.837E+02
9	5.400E+02	3.540E+00	3.224E-02	-1.604E+02	-1.330E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			4.837479E+01	PERCENT	

Tabela 1.6 - Análise harmônica da corrente de entrada $i_e(t)$.

Observando-se a Tabela 1.6 pode-se verificar que os harmônicos de corrente estão acima dos limites estabelecidos pela IEC 61000-3-4.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $v_e(t)$ DC COMPONENT = $1.777368E-04$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.993E+02	1.000E+00	1.917E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	3.325E-04	1.111E-06	1.123E+02	1.121E+02
3	1.800E+02	7.819E+00	2.612E-02	-3.924E+01	-3.943E+01
4	2.400E+02	3.377E-04	1.128E-06	1.314E+02	1.312E+02
5	3.000E+02	1.909E+00	6.376E-03	3.072E+01	3.053E+01
6	3.600E+02	3.167E-04	1.058E-06	1.518E+02	1.516E+02
7	4.200E+02	1.920E+00	6.413E-03	7.201E+01	7.182E+01
8	4.800E+02	2.865E-04	9.570E-07	1.717E+02	1.715E+02
9	5.400E+02	1.253E+00	4.186E-03	9.314E+01	9.295E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.795794E+00	PERCENT	

Tabela 1.7 - Análise harmônica de $v_e(t)$.

Pode-se observar na Tabela 1.7 que a TDH da tensão não está de acordo com a IEC 61000-2-2.

Com esta estrutura obteve-se $FP=0,80$ e $\cos\phi$ 0,8857 o que não satisfaz a portaria brasileira.

Um balanço das vantagens e desvantagens deste retificador é feito na Tabela 1.8.

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Sobrecarrega o sistema de distribuição e geração de energia.
Facilidade de projeto.	Distorção da forma de onda da tensão da rede.
Robustez.	Não regulação de linha.
	Não regulação de carga.

Tabela 1.8 - Vantagens e desvantagens do retificador ponte completa com indutor de linha.

CAPÍTULO I

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

1.6 RETIFICADOR TRIFÁSICO CONVENCIONAL SEM ESTÁGIO DE CORRECÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

A Figura 1.7 apresenta o retificador trifásico em ponte completa com filtro capacitivo na saída para redução de ondulações da tensão contínua. Seu uso é bastante difundido na indústria, já que representa a solução trifásica mais simples e barata para a obtenção de tensão contínua a partir de uma rede CA, principalmente em sistemas de grande porte.

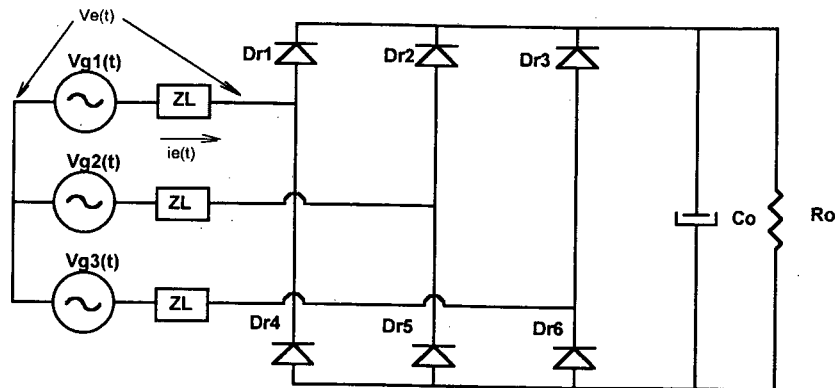


Figura 1.7- Retificador trifásico convencional.

As formas de ondas obtidas são apresentadas na Figura 1.8. Pode-se observar que a forma de onda da corrente é bastante distorcida.

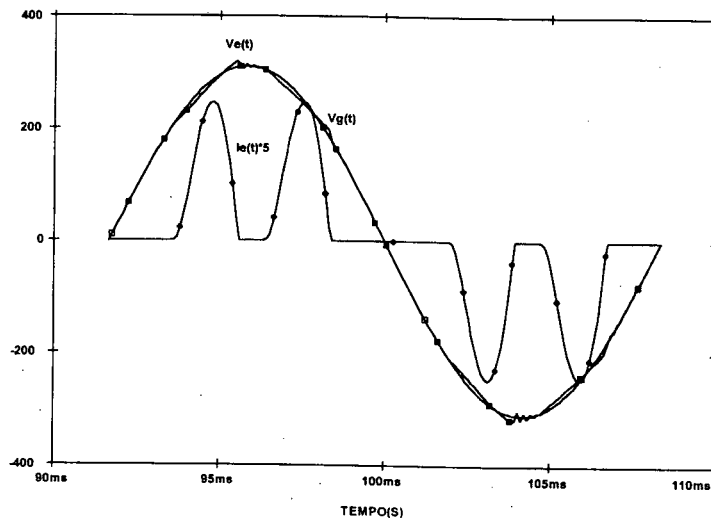


Figura 1.8- Tensão e corrente de entrada do retificador da Fig.1.7.

Como exemplo simulou-se a seguinte situação: $C_o=6,60mF$, $V_o=495V$, $V_{gp}=311V$, $P_0=10kW$.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = 1.001511E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.341E+01	1.000E+00	-6.093E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	2.239E-02	9.564E-04	-2.586E+01	-1.976E+01
3	1.800E+02	2.028E-02	8.664E-04	1.059E+02	1.119E+02
4	2.400E+02	6.063E-03	2.590E-04	-1.476E+02	-1.415E+02
5	3.000E+02	1.759E+01	7.514E-01	1.490E+02	1.551E+02
6	3.600E+02	1.542E-02	6.588E-04	-1.771E+02	-1.710E+02
7	4.200E+02	1.294E+01	5.528E-01	-4.450E+01	-3.841E+01
8	4.800E+02	1.063E-02	4.539E-04	6.621E+01	7.231E+01
9	5.400E+02	2.202E-02	9.408E-04	-1.618E+02	-1.557E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			9.328797E+01	PERCENT	

Tabela 1.9 - Análise harmônica de $i_e(t)$.

A Tabela 1.9 mostra que os harmônicos de corrente estão acima dos limites especificados pela norma IEC 61000-3-4.

Os harmônicos de tensão mostrados na Tabela 1.10 estão de acordo com a IEC 61000-2-2.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = 1.594016E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.085E+02	1.000E+00	-1.898E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.236E-03	7.247E-06	1.636E+02	1.638E+02
3	1.800E+02	2.969E-03	9.622E-06	-3.345E+01	-3.326E+01
4	2.400E+02	1.132E-03	3.667E-06	1.000E+02	1.002E+02
5	3.000E+02	3.766E+00	1.220E-02	3.118E+01	3.136E+01
6	3.600E+02	3.690E-03	1.196E-05	7.309E+01	7.328E+01
7	4.200E+02	3.677E+00	1.192E-02	-1.551E+02	-1.549E+02
8	4.800E+02	3.682E-03	1.193E-05	-4.335E+01	-4.316E+01
9	5.400E+02	8.190E-03	2.654E-05	9.357E+01	9.376E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			1.705769E+00	PERCENT	

Tabela 1.10 - Análise harmônica da tensão $v_e(t)$.

Para esta situação tem-se $FP=0,73$ e $\cos\phi=0,9940$ portanto está de acordo com a portaria brasileira.

A Tabela 1.11 mostra um balanço das vantagens e desvantagens deste retificador.

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Sobrecarrega o sistema de distribuição e geração de energia.
Facilidade de projeto.	Distorção da forma de onda da tensão da rede.
Robustez.	Não regulação de linha.
	Não regulação de carga.

Tabela 1.11 - Vantagens e desvantagens do retificador trifásico.

1.7 RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO CAPACITIVO E INDUTORES DE LINHA

Uma solução simples e robusta para o retificador trifásico convencional é apresentada na Figura 1.9, onde são adicionados indutores em série com a rede. Um inconveniente desta estrutura é que a tensão média de saída torna-se dependente da corrente de carga.

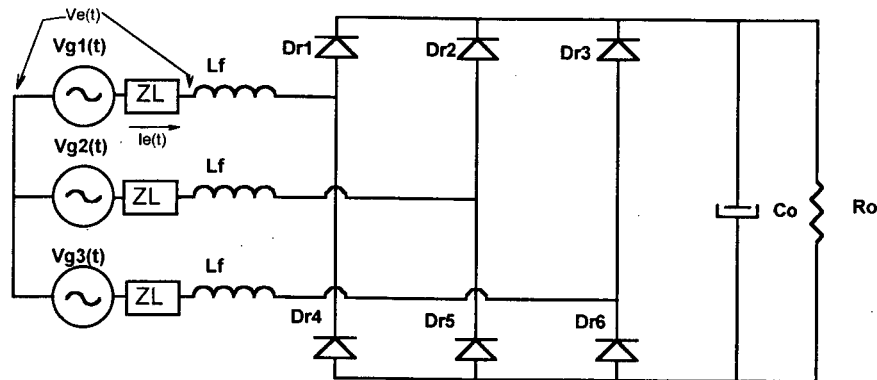


Figura 1.9- Retificador trifásico com indutores de linha.

Como exemplo simulou-se a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $V_o=495V$, $V_{gp}=311V$, $P_o=10kW$, $L_f=2mH$.

Pode se observar as formas de onda de tensão e corrente de entrada do retificador na Figura 1.10.

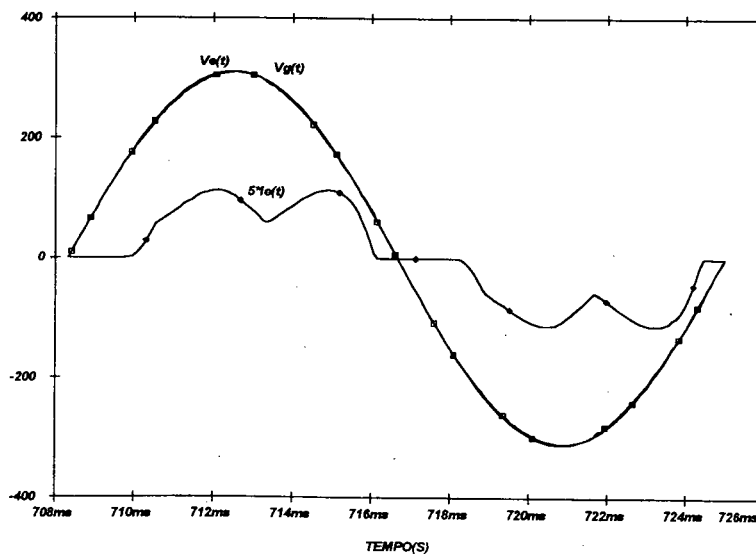


Figura 1.10- Tensão $v_e(t)$ e corrente $i_e(t)$ da entrada do retificador com indutores de linha.

Mostra-se na Tabela 1.12 que os harmônicos de corrente estão acima dos limites especificados pela norma IEC 61000-3-4.

Na Tabela 1.13 pode-se verificar que os harmônicos de tensão estão de acordo com os limites especificados na norma IEC 61000-2-2.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = 6.729920E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.012E+01	1.000E+00	-1.486E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	3.175E-03	1.578E-04	-1.028E+02	-8.789E+01
3	1.800E+02	3.423E-03	1.702E-04	2.509E+01	3.995E+01
4	2.400E+02	2.162E-03	1.075E-04	-8.969E+01	-7.483E+01
5	3.000E+02	6.032E+00	2.998E-01	9.528E+01	1.101E+02
6	3.600E+02	5.612E-03	2.790E-04	1.722E+02	1.870E+02
7	4.200E+02	1.656E+00	8.231E-02	1.614E+02	1.762E+02
8	4.800E+02	1.382E-03	6.868E-05	-4.297E+01	-2.811E+01
9	5.400E+02	1.851E-03	9.199E-05	2.306E+01	3.792E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.109089E+01 PERCENT					

Tabela 1.12 - Análise harmônica de corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = 3.655183E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.088E+02	1.000E+00	-4.656E-02	0.000E+00
2	1.200E+02	3.592E-03	1.163E-05	9.098E+01	9.102E+01
3	1.800E+02	1.657E-03	5.364E-06	1.571E+02	1.571E+02
4	2.400E+02	1.875E-03	6.071E-06	-1.592E+02	-1.592E+02
5	3.000E+02	1.292E+00	4.183E-03	-2.256E+01	-2.252E+01
6	3.600E+02	1.934E-03	6.264E-06	-1.326E+02	-1.326E+02
7	4.200E+02	4.730E-01	1.532E-03	5.073E+01	5.077E+01
8	4.800E+02	2.436E-03	7.887E-06	-1.411E+02	-1.410E+02
9	5.400E+02	1.620E-03	5.244E-06	1.167E+02	1.167E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.454327E-01 PERCENT					

Tabela 1.13 - Análise harmônica da tensão de entrada.

Por simulação obteve-se um fator de potência de $FP=0,923$ e $\cos\phi=0,966$, portanto, está em acordo com a portaria brasileira.

Na Tabela 1.14 faz-se um balanço das vantagens e desvantagens deste retificador.

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Não regulação de linha.
Facilidade de projeto.	Não regulação de carga.
Robustez.	Nenhum controle sobre a corrente de partida.
	Peso e volume dos indutores.

Tabela 1.14- Vantagens e desvantagens do retificador trifásico com indutor de linha.

CAPÍTULO I

1.8 RETIFICADOR TRIFÁSICO COM FILTRO LC

Adicionando-se um filtro LC na saída do retificador trifásico convencional obtém-se o circuito da Figura 1.11, que apresenta um elevado fator de potência e uma tensão de saída independente da variação de carga.

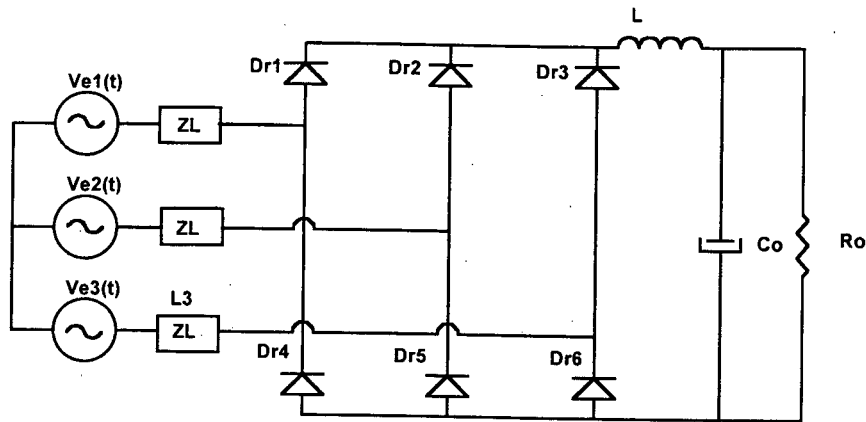


Figura 1.11- Retificador trifásico com filtro LC.

As formas de onda da tensão e corrente de entrada podem ser vistas na Figura 1.12.

Como exemplo simulou-se a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $V_{gp}=311V$, $P_o=10kW$, $L_f=3mH$, $V_o=496V$.

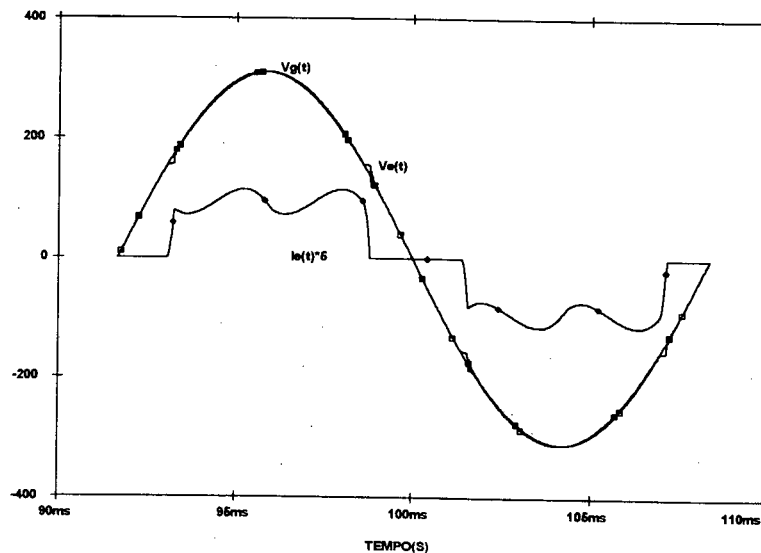


Figura 1.12- Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico com filtro LC.

Os harmônicos de corrente mostrados na Tabela 1.15 estão acima dos limites especificados pela norma IEC 61000-3-4.

Os harmônicos de tensão mostrados na Tabela 1.16 estão de acordo com a norma IEC 61000-2-2.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = $-2.801468E-03$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.068E+01	1.000E+00	-4.835E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	6.483E-03	3.135E-04	1.689E+02	1.738E+02
3	1.800E+02	1.841E-03	8.903E-05	1.025E+02	1.073E+02
4	2.400E+02	3.161E-03	1.528E-04	2.873E+01	3.356E+01
5	3.000E+02	5.378E+00	2.601E-01	1.396E+02	1.444E+02
6	3.600E+02	3.132E-03	1.514E-04	1.354E+01	1.837E+01
7	4.200E+02	2.946E+00	1.425E-01	-1.560E+02	-1.512E+02
8	4.800E+02	2.606E-04	1.260E-05	1.385E+01	1.868E+01
9	5.400E+02	6.963E-04	3.367E-05	-1.272E+02	-1.224E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.965345E+01	PERCENT	

Tabela 1.15 - Análise harmônica da corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = $-2.594157E-04$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.089E+02	1.000E+00	1.798E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	8.251E-04	2.671E-06	-1.536E+02	-3.334E+02
3	1.800E+02	2.642E-04	8.553E-07	1.515E+02	-2.829E+01
4	2.400E+02	5.680E-04	1.839E-06	8.594E+01	-9.388E+01
5	3.000E+02	1.148E+00	3.716E-03	-1.584E+02	-3.382E+02
6	3.600E+02	7.752E-04	2.510E-06	7.968E+01	-1.001E+02
7	4.200E+02	8.315E-01	2.692E-03	-8.674E+01	-2.666E+02
8	4.800E+02	8.363E-05	2.708E-07	8.133E+01	-9.848E+01
9	5.400E+02	2.338E-04	7.570E-07	-5.493E+01	-2.347E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			4.588507E-01	PERCENT	

Tabela 1.16 - Análise harmônica da tensão de entrada.

O fator de potência obtido para esta estrutura foi de $FP=0,955$ e um $\cos\phi=0,9964$, portanto está de acordo com a portaria brasileira.

Uma comparação das vantagens e desvantagens deste retificador é feita na Tabela 1.17.

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Não regulação de linha.
Facilidade de projeto.	Regulação de carga razoável.
Robustez.	Volume e peso dos indutores.

Tabela 1.17 - Vantagens e desvantagens do conversor trifásico com filtro LC

Todas as estruturas retificadoras apresentadas até agora, neste capítulo, apresentam como grande desvantagem a impossibilidade de regulação da tensão de saída.

CAPÍTULO I

1.9 RETIFICADORES MONOFÁSICOS EMPREGANDO O CONVERSOR BOOST

1.9.1 Em Modo de Condução Descontínua

A Figura 1.13 mostra a estrutura básica de um conversor Boost em Modo de Condução Descontínua (MCD).

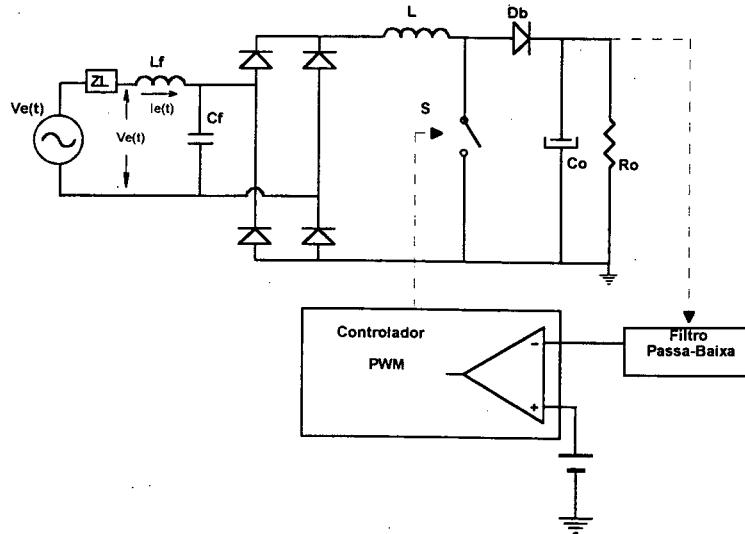


Figura 1.13- Conversor Boost operando em Modo de Condução Descontínua.

Como exemplo simulou-se a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L=200\mu H$, $V_o=400V$ e $P_o=10kW$, $f_s=20kHz$, $C_f=100\mu F$ e $L_f=3mH$.

A Figura 1.14 mostra a forma da tensão e da corrente drenada da rede

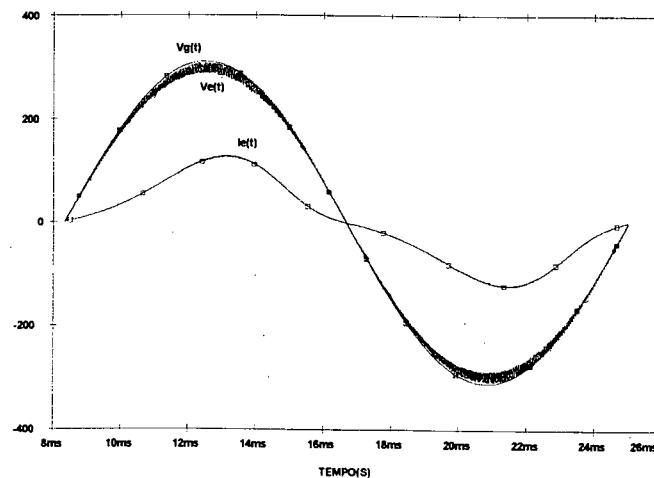


Figura 1.14- Forma de onda da corrente e da tensão de entrada.

Na Tabela 1.18 tem-se os harmônicos de corrente e pode-se comprovar que estão dentro dos limites especificados pela norma IEC 61000-3-4:

Os harmônicos de tensão mostrados na Tabela 1.19 estão dentro dos limites especificados pela norma IEC 61000-2-2.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = 1.035766E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.043E+02	1.000E+00	-6.100E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	1.277E+00	1.225E-02	-1.237E+02	-1.176E+02
3	1.800E+02	2.106E+01	2.020E-01	1.395E+02	1.456E+02
4	2.400E+02	2.829E-01	2.713E-03	-1.352E+01	-7.417E+00
5	3.000E+02	2.881E+00	2.763E-02	-1.495E+02	-1.434E+02
6	3.600E+02	8.648E-02	8.293E-04	3.716E+01	4.326E+01
7	4.200E+02	5.355E-01	5.135E-03	-1.110E+02	-1.049E+02
8	4.800E+02	3.143E-02	3.014E-04	8.858E+01	9.468E+01
9	5.400E+02	3.481E-02	3.338E-04	-2.406E+01	-1.796E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.043021E+01 PERCENT					

Tabela 1.18 - Análise harmônica da corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = 2.031261E-01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.936E+02	1.000E+00	-1.797E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.987E-01	6.768E-04	-1.181E+02	6.160E+01
3	1.800E+02	2.415E+00	8.225E-03	1.424E+02	3.221E+02
4	2.400E+02	2.177E-02	7.415E-05	-5.045E+01	1.293E+02
5	3.000E+02	4.678E-01	1.594E-03	1.442E+02	3.239E+02
6	3.600E+02	1.914E-02	6.521E-05	-1.800E+02	-2.619E-01
7	4.200E+02	1.360E-01	4.632E-04	1.657E+02	3.454E+02
8	4.800E+02	2.088E-02	7.111E-05	-3.630E+01	1.434E+02
9	5.400E+02	1.108E-01	3.775E-04	-1.560E+02	2.366E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 8.427052E-01 PERCENT					

Tabela 1.19 - Análise harmônica da tensão de entrada.

Para esta situação obteve-se $FP = 0.975$ e $\cos\phi = 0.9943$, portanto em conformidade com a portaria brasileira.

Na Tabela 1.20 mostra-se algumas vantagens e desvantagens deste conversor:

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo. Facilidade de projeto.	Elevadas perdas de condução.
Não há recuperação reversa no diodo.	Elevada corrente de pico nos componentes.
Praticamente não há perdas por comutação.	Volume e peso dos filtros.
Não é necessário monitorar a corrente de entrada.	
Regulação de carga e frequência fixa.	

Tabela 1.20 - Vantagens e desvantagens do conversor Boost em MCD.

1.9.2 Com Controle por Histerese

A Figura 1.15 mostra a estrutura básica de um conversor Boost em Modo de Condução contínua (MCC) com controle por histerese.

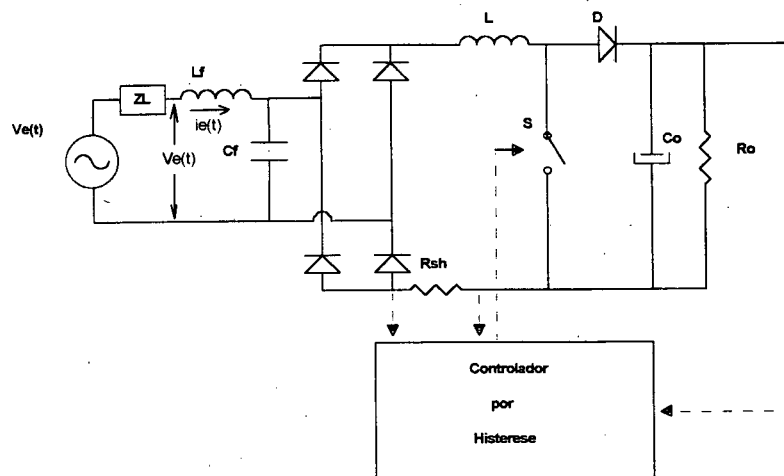


Figura 1.15- Conversor Boost com controle por Histerese.

Como exemplo foi simulado a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L_f=200\mu F$, $V_o=400V$ e $P_o=10kW$, $f_s=20kHz$ à $90kHz$, $C_f=20\mu F$ e $L=10\mu H$.

O resultado da simulação é mostrado na Figura 1.16, onde tem-se as formas de onda de tensão e da corrente drenada da rede.

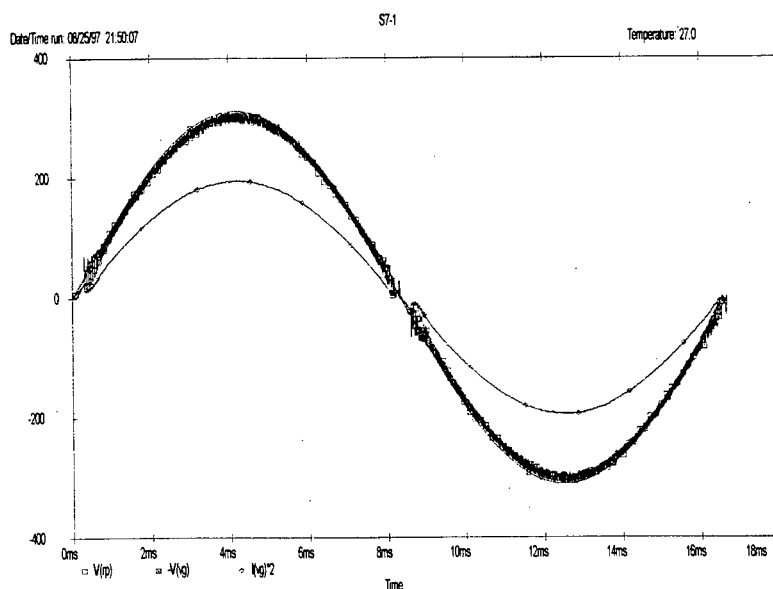


Figura 1.16- Formas de onda da corrente e da tensão de entrada.

Comparando os resultados obtidos, transcritos nas Tabela 1.21 e 1.22, pode-se verificar que os valores dos harmônicos da tensão e da corrente, estão de acordo com a IEC 61000-2-2 e IEC 61000-3-4 respectivamente.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = 3.741609E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	9.642E+01	1.000E+00	-7.590E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	7.452E-02	7.729E-04	-3.893E+01	-3.817E+01
3	1.800E+02	1.738E+00	1.802E-02	-1.799E+02	-1.792E+02
4	2.400E+02	4.790E-02	4.968E-04	-7.856E+01	-7.780E+01
5	3.000E+02	1.364E+00	1.414E-02	1.749E+02	1.757E+02
6	3.600E+02	2.777E-02	2.880E-04	-9.330E+01	-9.254E+01
7	4.200E+02	1.129E+00	1.171E-02	1.631E+02	1.639E+02
8	4.800E+02	3.569E-02	3.702E-04	-3.941E+01	-3.865E+01
9	5.400E+02	9.848E-01	1.021E-02	1.593E+02	1.601E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.769953E+00 PERCENT					

Tabela 1.21 - Análise harmônica da corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = 1.481198E+00

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.014E+02	1.000E+00	-7.137E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	1.207E+00	4.005E-03	9.288E+01	9.360E+01
3	1.800E+02	1.227E+00	4.072E-03	4.622E+01	4.693E+01
4	2.400E+02	6.916E-01	2.295E-03	9.539E+01	9.610E+01
5	3.000E+02	6.606E-01	2.192E-03	1.784E+02	1.792E+02
6	3.600E+02	1.582E+00	5.249E-03	2.362E+01	2.433E+01
7	4.200E+02	1.199E+00	3.980E-03	8.696E+01	8.768E+01
8	4.800E+02	1.905E+00	6.323E-03	2.193E+01	2.264E+01
9	5.400E+02	2.353E-01	7.808E-04	9.848E+01	9.919E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.125477E+00 PERCENT					

Tabela 1.22 - Análise harmônica da tensão.

A Figura 1.16 mostra a forma de onda da corrente e da tensão drenada da rede. Pode-se notar visualmente uma baixa distorção harmônica da forma de onda da corrente.

O fator de potência para esta situação ficou em $FP=0,9995$, e $\cos\phi=0,99999$, portanto em acordo com a portaria brasileira.

Na tabela 1.23 mostra-se algumas vantagens e desvantagens deste conversor:

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Frequência variável. Picos de corrente
Regulação de carga.	elevados no "interruptor" devido à
Fator de potência praticamente unitário.	recuperação reversa do diodo.

Tabela 1.23 - Vantagens e desvantagens do conversor Boost em MCC com controle por Histerese.

1.9.3 Com Controle por Valores Médios Instantâneos

A Figura 1.17 mostra a estrutura básica de um conversor Boost em Modo de Condução Contínua (MCC) operando com o controle por valores médios instantâneos.

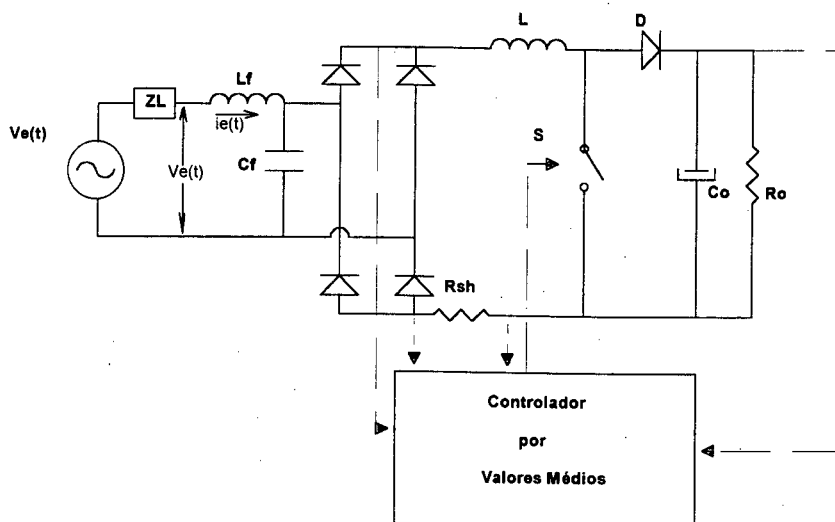


Figura 1.17- Conversor Boost com controle por Valores Médios Instantâneos.

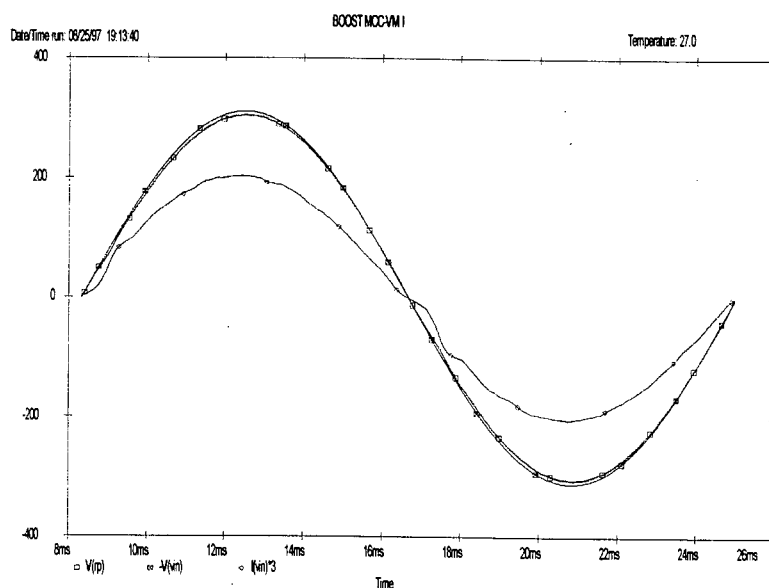


Figura 1.18- Formas de onda da corrente e tensão de entrada.

Como exemplo, foi simulada a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L=200\mu H$, $V_{gp}=311V$, $V_o=400V$, $P_o=10kW$ e $f_s=20kHz$, $L_f=10\mu H$ e $C_f=20\mu F$.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = 3.849515E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	6.731E+01	1.000E+00	1.814E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	9.560E-02	1.420E-03	7.073E+01	6.892E+01
3	1.800E+02	1.291E+00	1.917E-02	-1.080E+02	-1.098E+02
4	2.400E+02	5.580E-02	8.289E-04	3.459E+01	3.277E+01
5	3.000E+02	9.100E-01	1.352E-02	-1.231E+02	-1.249E+02
6	3.600E+02	7.910E-02	1.175E-03	1.859E+01	1.677E+01
7	4.200E+02	8.360E-01	1.242E-02	-1.362E+02	-1.380E+02
8	4.800E+02	9.274E-02	1.378E-03	-3.375E+01	-3.556E+01
9	5.400E+02	7.345E-01	1.091E-02	-1.555E+02	-1.573E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.880357E+00 PERCENT					

Tabela 1.24 - Análise harmônica da corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = 1.791791E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.043E+02	1.000E+00	-5.153E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	7.361E-02	2.419E-04	-6.404E+01	-6.353E+01
3	1.800E+02	1.947E-01	6.397E-04	1.199E+02	1.204E+02
4	2.400E+02	3.410E-02	1.121E-04	-1.828E+01	-1.776E+01
5	3.000E+02	2.174E-01	7.145E-04	1.225E+02	1.230E+02
6	3.600E+02	3.241E-02	1.065E-04	2.650E-01	7.803E-01
7	4.200E+02	2.395E-01	7.869E-04	1.125E+02	1.130E+02
8	4.800E+02	3.167E-02	1.041E-04	-1.383E+02	-1.378E+02
9	5.400E+02	2.389E-01	7.849E-04	9.761E+01	9.813E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.499427E-01 PERCENT					

Tabela 1.25 - Análise harmônica da tensão de entrada.

Pode-se verificar que os harmônicos da corrente e da tensão mostrados na Tabela 1.24 e 1.25 estão de acordo com a norma IEC 61000-3-4 e IEC 61000-2-2 respectivamente.

A Figura 1.18 mostra a forma da onda da corrente e da tensão drenada da rede. Pode-se notar visualmente uma baixa distorção harmônica da corrente.

O fator de potência obtido para esta situação foi de $FP=0,9995$ e $\cos\phi=0,9980$, portanto está de acordo com a portaria brasileira.

Na Tabela 1.26 mostra-se algumas vantagens e desvantagens deste conversor:

Vantagens:	Desvantagens:
Baixo custo.	Perdas em condução e comutação.
Facilidade de projeto. Regulação de carga.	Picos de corrente elevados no "interruptor"
Regulação de linha e frequência fixa. (PWM)	devido à recuperação reversa do diodo.

Tabela 1.26 - Vantagens e desvantagens do conversor Boost em MCC com controle por valores médios instantâneos

1.10 RETIFICADOR TRIFÁSICO EMPREGANDO O CONVERSOR BOOST

O conversor trifásico CA-CC Boost apresenta algumas características interessantes em aplicações de correção do fator de potência, dentre as quais podem ser destacadas:

- Estrutura simples e robusta.
- Regulação de carga.
- Regulação de linha.
- Resposta rápida.

Podem ser utilizadas diferentes configurações e estratégias de operação do conversor, que são apresentadas a seguir.

1.10.1 Retificador Trifásico Utilizando o Conversor Boost com Indutores de Linha

Posicionando-se o indutor de entrada do conversor CA-CC Boost no lado CA do retificador trifásico obtém-se a estrutura da Figura 1.19.

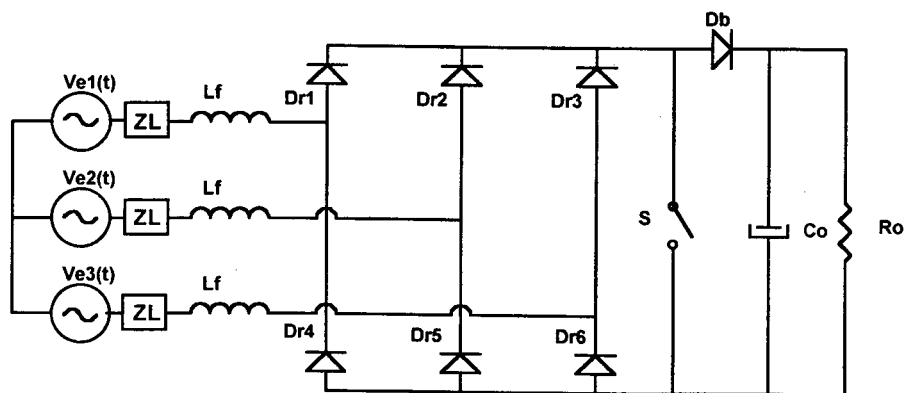


Figura 1.19- Retificador trifásico empregando o conversor Boost.

Pode-se operar esta estrutura de duas maneiras distintas:

- Quando a corrente de entrada $i_e(t)$ é contínua;
- Quando a corrente de entrada $i_e(t)$ é descontínua.

A seguir serão apresentados os resultados obtidos por simulação para ambos os casos.

1.10.1.1 Corrente de Entrada $i_e(t)$ em Condução Contínua:

Como exemplo foi simulada a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L_f=1mH$, $V_{gp}=311V$, $V_o=900V$, $P_o=10kW$ e $f_s=20kHz$.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador trifásico da Figura 1.19, com corrente de entrada $i_e(t)$ no modo de condução contínua, são apresentadas na Figura 1.20.

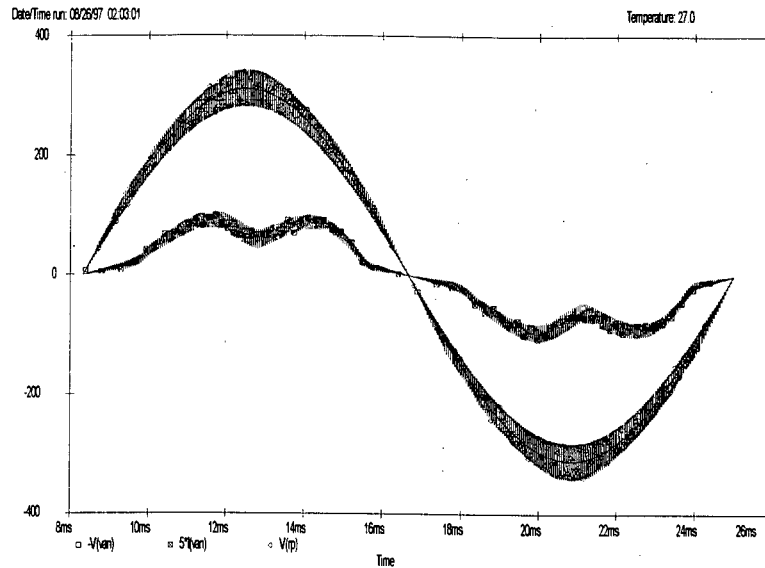


Figura 1.20 - Corrente de entrada e tensão de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = $-1.693512E-01$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.706E+01	1.000E+00	-3.093E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	1.403E-01	8.220E-03	6.883E+01	7.193E+01
3	1.800E+02	7.851E-02	4.601E-03	6.233E+01	6.542E+01
4	2.400E+02	9.180E-02	5.380E-03	4.569E+01	4.878E+01
5	3.000E+02	3.443E+00	2.018E-01	1.482E+02	1.513E+02
6	3.600E+02	7.514E-02	4.404E-03	-1.714E+02	-1.683E+02
7	4.200E+02	9.256E-01	5.424E-02	-7.882E+01	-7.572E+01
8	4.800E+02	1.692E-02	9.916E-04	-7.880E+01	-7.571E+01
9	5.400E+02	1.782E-02	1.045E-03	-9.858E+01	-9.548E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.092569E+01 PERCENT

Tabela 1.27 - Análise harmônica da corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = 6.801416E-02

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.180E+02	1.000E+00	-1.105E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	9.740E-02	3.063E-04	-5.365E+01	-5.354E+01
3	1.800E+02	7.327E-02	2.304E-04	-3.337E+01	-3.326E+01
4	2.400E+02	1.044E-01	3.283E-04	-3.010E+01	-2.999E+01
5	3.000E+02	2.194E+00	6.898E-03	-3.349E-01	-2.244E-01
6	3.600E+02	6.992E-02	2.199E-04	8.621E+01	8.633E+01
7	4.200E+02	4.661E-01	1.466E-03	1.253E+02	1.254E+02
8	4.800E+02	6.383E-02	2.007E-04	8.620E+01	8.631E+01
9	5.400E+02	1.398E-01	4.398E-04	1.335E+02	1.336E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =				7.090162E-01 PERCENT	

Tabela 1.28 - Análise harmônica da tensão de entrada.

Na Tabela 1.27 são mostrados os valores dos harmônicos da corrente e pode-se comprovar que não estão de acordo com a norma IEC 61000-3-4.

Os valores dos harmônicos da tensão de entrada são mostrados na Tabela 1.28, os quais estão de acordo com a norma IEC 61000-2-2. Por simulação obteve-se: $F_p=0,95$ e $\cos\phi=0,9985$, portanto de acordo com a portaria brasileira.

1.10.1.2 Corrente de Entrada $i_e(t)$ em Condução Descontínua:

Para que a estrutura da Figura 1.19 opere com a corrente $i_e(t)$ em condução descontínua, deve-se empregar um filtro na entrada do retificador de modo a se obter elevado fator de potência e baixa TDH. Uma estrutura possível é apresentada na Figura 1.21.

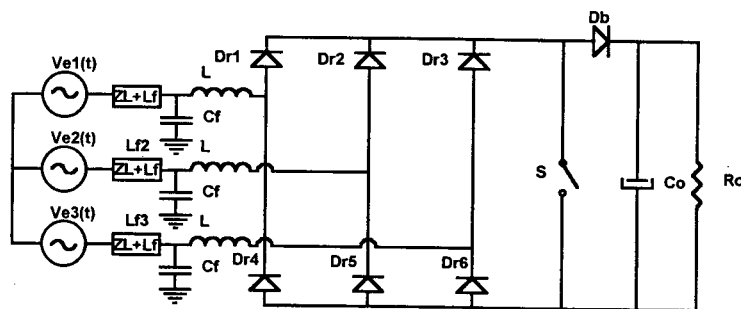


Figura 1.21 - Retificador trifásico empregando o conversor Boost.

As formas de onda da tensão e da corrente de entrada do retificador trifásico da Figura 1.21, com corrente de entrada $i_e(t)$ no modo de condução descontínua, são apresentadas na Figura 1.22.

Como exemplo simulou-se a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L=200\mu H$, $V_{gp}=311V$, $V_o=900V$, $P_o=10kW$ e $f_s=20kHz$, $L_f=1,8mF$ e $C_f=10\mu F$

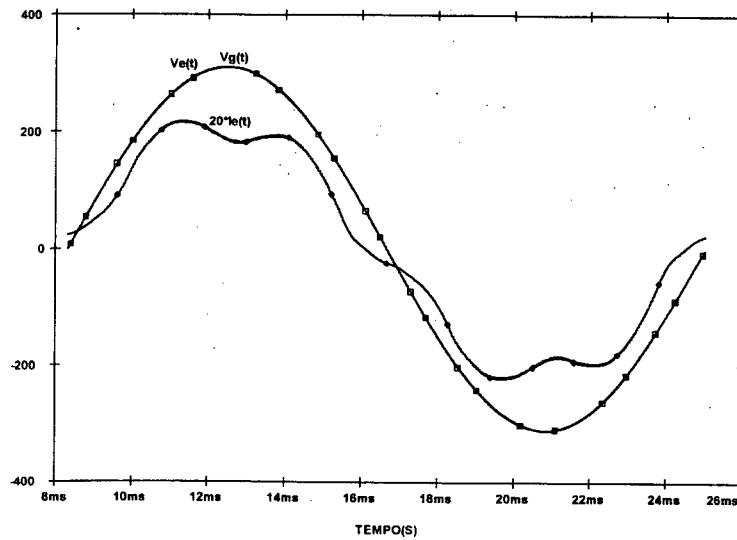


Figura 1.22- Tensão e corrente de entrada da estrutura.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = $-6.672760E-02$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.077E+01	1.000E+00	4.810E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	7.286E-02	6.767E-03	4.971E+01	4.490E+01
3	1.800E+02	1.989E-02	1.848E-03	1.072E+02	1.024E+02
4	2.400E+02	2.322E-02	2.157E-03	9.276E+01	8.795E+01
5	3.000E+02	1.400E+00	1.301E-01	1.664E+02	1.616E+02
6	3.600E+02	1.458E-02	1.354E-03	-1.512E+02	-1.560E+02
7	4.200E+02	1.294E-01	1.202E-02	-1.565E+02	-1.613E+02
8	4.800E+02	3.760E-03	3.492E-04	-1.144E+02	-1.192E+02
9	5.400E+02	2.787E-03	2.588E-04	-8.819E+01	-9.300E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			1.308334E+01	PERCENT	

Tabela 1.29- Análise harmônica da corrente de entrada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = $6.703543E-03$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.099E+02	1.000E+00	-1.678E-02	0.000E+00
2	1.200E+02	7.157E-03	2.309E-05	-1.284E+02	-1.284E+02
3	1.800E+02	1.908E-03	6.156E-06	-6.506E+01	-6.505E+01
4	2.400E+02	2.450E-03	7.904E-06	-9.126E+01	-9.124E+01
5	3.000E+02	1.404E-01	4.529E-04	-1.361E+01	-1.359E+01
6	3.600E+02	1.593E-03	5.140E-06	2.287E+01	2.289E+01
7	4.200E+02	1.313E-02	4.235E-05	2.445E+01	2.447E+01
8	4.800E+02	6.201E-04	2.001E-06	4.062E+01	4.063E+01
9	5.400E+02	7.195E-04	2.321E-06	9.565E+01	9.567E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			4.555741E-02	PERCENT	

Tabela 1.30 - Análise harmônica da tensão.

Os harmônicos de corrente mostrados na Tabela 1.29 não estão de acordo com a norma IEC 61000-3-4.

Os harmônicos da tensão mostrados na Tabela 1.30 estão de acordo com a IEC 61000-2-2.

CAPÍTULO I

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso, robson@inpec.ufsc.br Set. de 1997.

O fator da potência obtido para esta situação foi de $F_p=0,988$ e $\cos\phi=0,996$, portanto de acordo com a portaria brasileira.

Apesar do elevadíssimo fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica, a descontinuidade das correntes nos indutores e, conseqüentemente, elevados valores eficazes destas correntes, fazem com que as perdas em condução diminuam consideravelmente o rendimento desta estrutura.

1.10.2 Retificador Trifásico Utilizando o Conversor Boost com Apenas um Indutor

Empregando-se apenas um indutor no lado CC do retificador, obtém-se o retificador apresentado na Figura 1.23. Da mesma maneira que no caso anterior, a corrente que circula neste indutor pode ser contínua ou descontínua.

1.10.2.1 Retificador Boost em Condução Contínua:

A Figura 1.23 mostra a estrutura básica deste conversor.

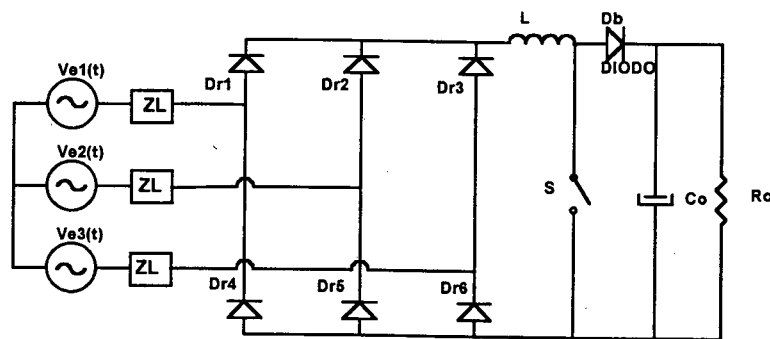


Figura 1.23- Retificador trifásico empregando conversor CC-CC Boost.

Como exemplo foi simulado a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L=200\mu H$, $V_{gp}=311V$, $V_o=800V$, $P_o=10kW$ e $f_s=20kHz$.

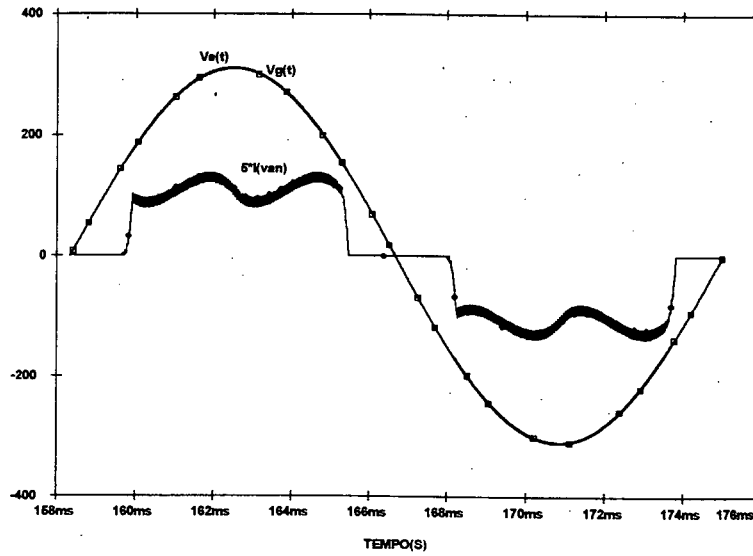


Figura 1.24- Tensão e corrente de entrada do retificador trifásico da figura 1.23.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = $-3.496877E-02$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.403E+01	1.000E+00	-4.480E+00	0.000E+00
2	1.200E+02	3.957E-02	1.647E-03	-1.514E+02	-1.469E+02
3	1.800E+02	2.345E-02	9.759E-04	-9.617E+00	-5.137E+00
4	2.400E+02	5.485E-02	2.283E-03	1.197E+02	1.241E+02
5	3.000E+02	5.967E+00	2.484E-01	1.428E+02	1.473E+02
6	3.600E+02	5.877E-02	2.446E-03	8.554E+01	9.002E+01
7	4.200E+02	3.262E+00	1.358E-01	-1.612E+02	-1.567E+02
8	4.800E+02	2.868E-02	1.194E-03	2.458E+01	2.906E+01
9	5.400E+02	1.611E-02	6.705E-04	-6.242E+01	-5.794E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.830633E+01	PERCENT	

Tabela 1.31 - Análise harmônica da corrente.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$

DC COMPONENT = $6.641841E-03$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.086E+02	1.000E+00	2.398E-02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.374E-02	4.452E-05	5.655E+01	5.653E+01
3	1.800E+02	6.685E-03	2.166E-05	1.009E+02	1.008E+02
4	2.400E+02	1.230E-02	3.986E-05	3.440E+01	3.438E+01
5	3.000E+02	5.913E-01	1.916E-03	-3.638E+01	-3.641E+01
6	3.600E+02	1.563E-03	5.066E-06	6.279E+01	6.276E+01
7	4.200E+02	3.345E-01	1.084E-03	2.180E+01	2.178E+01
8	4.800E+02	1.568E-02	5.080E-05	1.118E+02	1.118E+02
9	5.400E+02	2.938E-02	9.522E-05	9.797E+01	9.795E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.204941E-01	PERCENT	

Tabela 1.32 - Análise harmônica da tensão.

Analisando os harmônicos de corrente, mostrados na Tabela 1.31, verifica-se que não estão de acordo com a norma IEC-1000-3-4. Os harmônicos de tensão, mostrados na Tabela 1.32,

estão de acordo com a norma IEC-1000-2-2. O fator de potência obtido para esta situação foi de $F_p=0,96$ e $\text{Cos}\phi=0,9967$, portanto de acordo com a portaria brasileira.

1.10.2.2 Retificador Boost em Condução Descontínua:

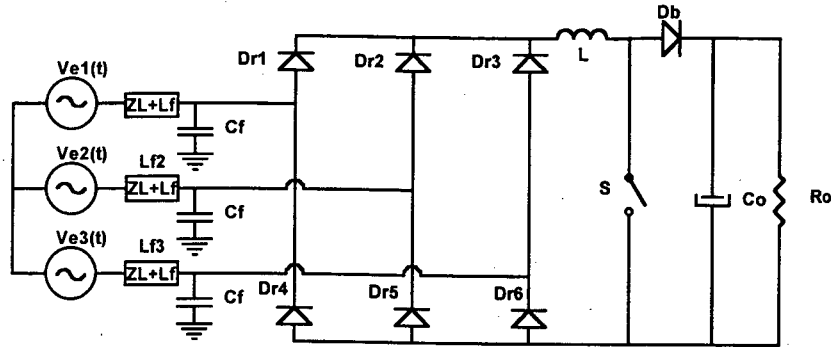


Figura 1.25- Conversor Boost Trifásico em Condução Descontínua.

Como exemplo foi simulada a seguinte situação: $C_o=6,6mF$, $L_f=1,8mH$, $C_f=10\mu F$, $L=250\mu H$, $V_o=800V$, $P_o=10kW$ e $f_s=20kHz$.

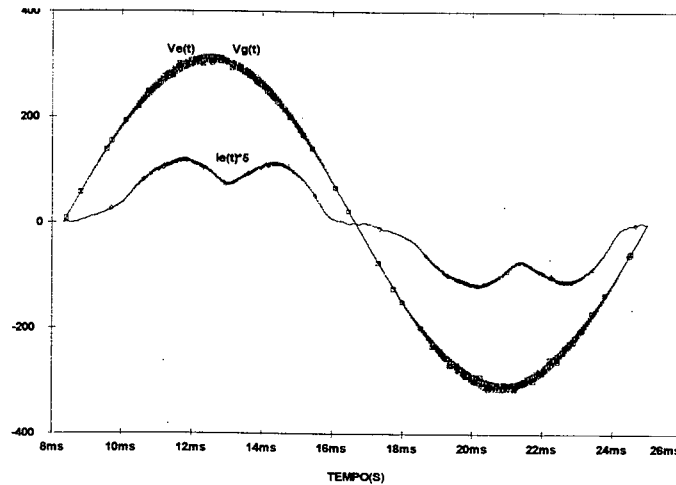


Figura 1.26- Corrente de entrada e tensão na geração.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = $3.488771E-02$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	$6.000E+01$	$2.143E+01$	$1.000E+00$	$-5.314E+00$	$0.000E+00$
2	$1.200E+02$	$2.538E-02$	$1.184E-03$	$-1.292E+02$	$-1.239E+02$
3	$1.800E+02$	$1.753E-02$	$8.179E-04$	$1.768E+02$	$1.821E+02$
4	$2.400E+02$	$1.415E-02$	$6.602E-04$	$-1.025E+02$	$-9.720E+01$
5	$3.000E+02$	$4.653E+00$	$2.171E-01$	$1.299E+02$	$1.352E+02$
6	$3.600E+02$	$1.602E-02$	$7.474E-04$	$6.547E+01$	$7.078E+01$
7	$4.200E+02$	$1.160E+00$	$5.412E-02$	$-1.239E+02$	$-1.186E+02$
8	$4.800E+02$	$1.323E-02$	$6.175E-04$	$-1.771E+02$	$-1.718E+02$
9	$5.400E+02$	$1.002E-02$	$4.674E-04$	$1.342E+02$	$1.395E+02$

TOTAL HARMONIC DISTORTION = $2.237967E+01$ PERCENT

Tabela 1.33 - Análise harmônica da corrente de entrada.

CAPÍTULO I

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $V_e(t)$ DC COMPONENT = $-3.418183E-02$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.088E+02	1.000E+00	-1.097E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.858E-02	9.257E-05	4.599E+01	4.610E+01
3	1.800E+02	5.340E-02	1.730E-04	9.980E+01	9.991E+01
4	2.400E+02	3.903E-03	1.264E-05	-5.879E+01	-5.868E+01
5	3.000E+02	9.861E-01	3.194E-03	1.264E+01	1.275E+01
6	3.600E+02	4.839E-02	1.567E-04	-1.240E+02	-1.239E+02
7	4.200E+02	2.489E-01	8.060E-04	1.157E+02	1.158E+02
8	4.800E+02	7.666E-02	2.483E-04	5.276E+01	5.287E+01
9	5.400E+02	8.640E-02	2.798E-04	-1.368E+02	-1.367E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			3.324428E-01	PERCENT	

Tabela 1.34 - Análise harmônica da tensão de entrada.

Na Tabela 1.33 mostra-se que os harmônicos de corrente não estão de acordo com a norma IEC-1000-3-4.

Comprova-se que os harmônicos de tensão mostrados na Tabela 1.34 estão de acordo com a norma IEC-1000-2-2. Para esta situação obteve-se $F_p=0,972$ e $\cos\phi=0,9957$, portanto de acordo com a portaria brasileira.

1.11 RESUMINDO

Através da Tabela 1.35 e 1.36, percebe-se que as estruturas VI, VII e VIII apresentam maior fator de potência e menor taxa de distorção harmônica em relação às demais estruturas. Entretanto, o conversor VI apresenta corrente eficaz e de pico no interruptor muito elevada, além de possuir filtros que acrescentariam volume, peso e perdas totais. A estrutura VII (Conversor Boost com Controle por Histerese) tem frequência variável o que dificulta o projeto dos elementos magnéticos e do controle. Por este motivo, a estrutura escolhida neste trabalho para o estudo e implementação foi a estrutura VIII (Conversor Boost com Controle por Valores Médios Instantâneos), que apresenta um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, além do controle ser por variação da largura de pulso (PWM), ou seja, frequência constante, facilitando o projeto e implementação.

ESTRUTURA	CONVERSOR	TDH(%) Ve(t)	TDH (%) Ie(t)	FP	Regulação de linha	Regulação de carga
I	Figura 1.3	7,49%	109,92%	0,6700	Não	Não
II	Figura 1.5	2,79%	48,37%	0,8000	Não	Não
III	Figura 1.7	1,70%	93,28%	0,7300	Não	Não
IV	Figura 1.9	0,44%	31,09%	0,9230	Não	Não
V	Figura 1.11	0,45%	29,65%	0,9550	Não	Não
VI	Figura 1.13	0,84%	20,4%	0,9750	Sim	Sim
VII	Figura 1.15	1,12%	2,77%	0,9995	Sim	Sim
VIII	Figura 1.17	0,15%	2,88%	0,9995	Sim	Sim
IX	Figura 1.19	0,71%	20,92%	0,9774	Sim	Sim
X	Figura 1.21	0,04%	13,01%	0,9880	Sim	Sim
XI	Figura 1.23	0,22%	28,31%	0,9600	Sim	Sim
XII	Figura 1.25	0,33%	22,37%	0,9720	Sim	Sim

Tabela 1.35- TDH e FP das estruturas retificadoras.

ESTRUTURA	Está de acordo c/ a IEC 61000-3-4?	Está de acordo c/ a IEC 61000-2-2?	Está de acordo c/ a Portaria Brasileira?
I	NÃO	NÃO	NÃO
II	NÃO	SIM	NÃO
III	NÃO	SIM	NÃO
IV	NÃO	SIM	SIM
V	NÃO	SIM	SIM
VI	SIM	NÃO	SIM
VII	SIM	SIM	SIM
VIII	SIM	SIM	SIM
IX	NÃO	SIM	SIM
X	NÃO	SIM	SIM
XI	NÃO	SIM	SIM
XII	NÃO	SIM	SIM

Tabela 1.36 - Balanços das estruturas em conformidade com a IEC 61000-2-2, IEC 61000-3-4 e portaria brasileira.

CAPÍTULO I

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

1.12 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram simuladas diversas estruturas retificadoras com o objetivo de levantar algumas características como: valores dos harmônicos da corrente e da tensão, taxa de distorção harmônica da corrente e da tensão e fator de potência.

As estruturas que se apresentaram com melhores características foram:

- Conversor Boost em Modo de Condução Descontínuo.
- Conversor Boost em Modo de Condução Contínuo com controle por valores médios instantâneos.
- Conversor Boost em Modo de Condução Contínua com controle por histerese.

O conversor Boost-MCD foi descartado por exigir um filtro de entrada muito volumoso, além da presença de elevadas correntes de pico nos semicondutores.

Levando-se em consideração a dificuldade de projeto dos elementos magnéticos assim como a implementação do controle, não se utilizou o conversor Boost-MCC com controle por histerese.

A estrutura escolhida foi o conversor Boost-MCC com controle por valores médios instantâneos, que é extremamente simples, não exigindo filtro de entrada volumoso, possibilitando um fácil projeto dos elementos magnéticos, apresentando baixa taxa distorção harmônica de tensão e de corrente e com fator de potência muito próximo da unidade.

CAPÍTULO II

CONVERSOR CA/CC ELEVADOR (BOOST)

PARA 10Kw COM CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA E COM CONTROLE POR VALORES MÉDIOS INSTANTÂNEOS

2.1 INTRODUÇÃO

O objetivo fundamental deste trabalho é propor uma estrutura capaz de fornecer à carga uma tensão contínua e estabilizada com baixo valor de ondulação da tensão e fator de potência elevado ($\geq 0,98$). A estrutura deverá ainda ser capaz de processar elevada potência ($\geq 5\text{kW}$) com alto rendimento ($\geq 95\%$). A estrutura escolhida, levando-se em conta a análise feita no capítulo I, foi o conversor Boost-PWM-MCC com controle por valores médios instantâneos.

2.2 CONVERSOR CC/CC ELEVADOR DE TENSÃO (BOOST) OPERANDO NO MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA DE CORRENTE.

No conversor CC-CC elevador de tensão, também conhecido na literatura como conversor Boost, (Figura 2.1) a tensão média de saída é maior que a tensão de entrada, ou seja, a mínima tensão média de saída deve ser, pelo menos igual à tensão de alimentação V_e . Assim, a alimentação terá um comportamento de fonte de corrente. A carga deve, portanto, comportar-se como uma fonte de tensão. As cargas geralmente utilizadas são indutivas; desse modo, um capacitor “Co” de valor alto deverá ser colocado em paralelo com a mesma. Em uma primeira aproximação, supondo o valor de “Co” suficientemente grande, pode-se considerar a carga como sendo uma fonte de tensão de valor constante V_o .

As principais aplicações do conversor elevador de tensão são em fontes chaveadas e, principalmente, em unidades retificadoras para telecomunicação.

Neste capítulo, o princípio de operação e as características principais do conversor CC-CC Boost-PWM-MCC, serão revisados.

2.3 CIRCUITO BÁSICO DO CONVERSOR CC-CC BOOST

A tensão de entrada do conversor CC-CC Boost é uma tensão contínua. Para uma alta frequência de comutação pode-se considerar a corrente no indutor " i_L " constante.

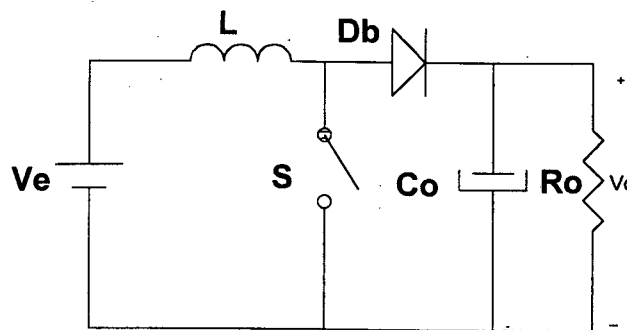


Figura 2.1- Conversor CC/CC Boost.

2.4 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

Considerando o modo de operação de condução contínua e regime permanente, o conversor Boost pode ser descrito por duas etapas distintas, durante um período de funcionamento. A fim de facilitar o estudo da estrutura, serão consideradas as seguintes simplificações:

- A análise é feita para o circuito operando em regime permanente;
- Os semicondutores são considerados ideais;
- A ondulação de tensão no capacitor C_o é considerada nula;
- A tensão de entrada é considerada constante em um período de comutação do conversor;
- São desprezadas as perdas no conversor, ou seja, admite-se uma eficiência de 100%.

2.4.1 Primeira Etapa (intervalo $0 < t < D.T_s$): S Conduzindo, Db Bloqueado

Durante o intervalo em que o interruptor S conduz, o circuito equivalente para o conversor Boost é o mostrado na Figura 2.2. A razão cíclica D , é definida como a razão entre o tempo de condução, t_{son} , do interruptor e o período de comutação T_s .

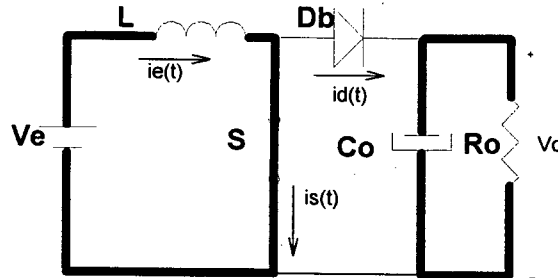


Figura 2.2- Estrutura equivalente para a primeira etapa de funcionamento.

Esta primeira etapa tem como principais características:

- O indutor L está armazenando energia, proveniente de V_e ;
- A corrente no indutor de entrada L cresce linearmente com uma taxa de variação igual à V_e/L ;
- A corrente na interruptor S é igual à corrente no indutor L ;
- O diodo Db encontra-se bloqueado pois está reversamente polarizado com a tensão V_o ;
- O capacitor Co está fornecendo energia para a carga Ro .

2.4.2 Segunda Etapa (intervalo $D.T_s < t < T_s$): S Bloqueado, Db Conduzindo

Imediatamente após o interruptor ser comandado a bloquear, o diodo D entra em condução.

O circuito equivalente para esta etapa de funcionamento é mostrado na Figura 2.3

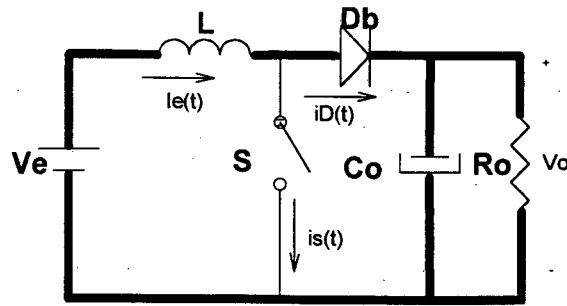


Figura 2.3- Circuito equivalente para a segunda etapa de funcionamento.

A segunda etapa tem como principais características:

- A energia armazenada no indutor L , durante a primeira etapa de funcionamento está sendo entregue à carga;
- A tensão sobre o interruptor S é igual à V_o ;
- A corrente de entrada $ie(t)$ decresce linearmente com uma taxa de variação igual à $(V_e - V_o)/L$;
- A corrente sobre o diodo Db é igual à corrente $ie(t)$.
- Esta etapa termina quando o interruptor S é comandado novamente a conduzir.

2.5 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDA

As Figura 2.4 e 2.5 apresentam as principais formas de onda do conversor Boost no modo de condução contínua:

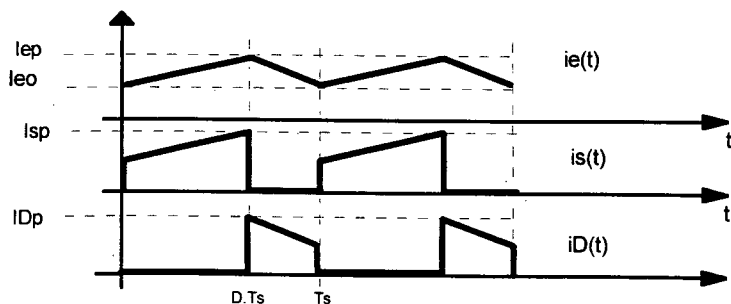


Figura 2.4- Forma de onda das correntes no conversor Boost em MCC.

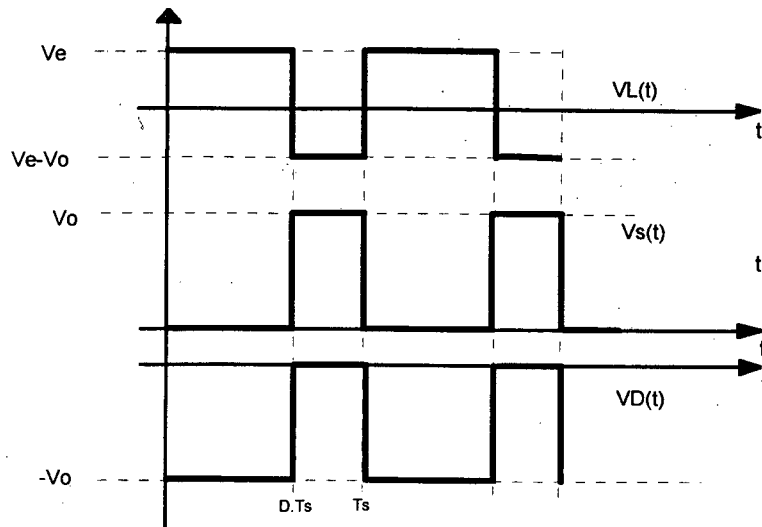


Figura 2.5- Formas de onda das tensões no conversor Boost em MCC.

2.6 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR CC/CC BOOST EM MCC

Através da análise do funcionamento do conversor Boost no modo de condução contínua em regime permanente, tem-se que:

$$i_e(t) = I_{eo} + \frac{V_e}{L} \cdot t \quad \text{para } 0 < t < D.T_s$$

$$i_e(t) = -\frac{(V_o - V_e)}{L} \cdot t + \frac{V_e}{L} \cdot D.T_s + I_{eo} \quad \text{para } D.T_s < t < T_s \quad (2.1)$$

$$i_s(t) = \frac{V_e}{L} \cdot t + I_{eo} \quad \text{para } 0 < t < D.T_s$$

$$i_s(t) = 0 \quad \text{para } D.T_s < t < T_s \quad (2.2)$$

$$i_D(t) = 0 \quad \text{para } 0 < t < D.T_s$$

$$i_D(t) = -\frac{(V_o - V_e)}{L} \cdot t + \frac{V_e}{L} \cdot D.T_s + I_{eo} \quad \text{para } D.T_s < t < T_s \quad (2.3)$$

$$v_L(t) = V_e \quad \text{para } 0 < t < D.T_s$$

$$v_L(t) = V_e - V_o \quad \text{para } D.T_s < t < T_s \quad (2.4)$$

$$v_s(t) = 0 \quad \text{para } 0 < t < D.T_s$$

$$v_s(t) = V_o \quad \text{para } D.T_s < t < T_s \quad (2.5)$$

$$v_D(t) = -V_o \quad \text{para } 0 < t < D.T_s$$

$$v_D(t) = 0 \quad \text{para } D.T_s < t < T_s \quad (2.6)$$

Onde: $D.T$ corresponde ao intervalo de condução do interruptor S e I_{eo} é valor mínimo da corrente mostrada na Figura 2.4.

Admitindo-se uma eficiência de 100%, tem-se que a energia entregue pela fonte de entrada é igual à energia entregue à saída, portanto:

$$W_e = W_o \quad (2.7)$$

$$V_e \cdot I_{emd} \cdot T = V_o \cdot I_{emd} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.8)$$

onde: I_{emd} é o valor médio da corrente de entrada;

e obtém-se então a característica estática do conversor Boost:

$$\frac{V_o}{V_e} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.9)$$

2.7 APLICAÇÃO DO CONVERSOR BOOST CA-CC PARA 10kW

O conversor Boost, em geral, é uma estrutura muito utilizada como pré-regulador para elevar o fator de potência e fornecer uma saída CC pré-estabilizada.

O conversor Boost para 10kW pode ser usado:

- Na entrada de um Sistema Ininterrupto de Energia (“UPS” ou “NoBreak”).
- Qualquer outro sistema que necessite de um conversor CA-CC com alto fator de potência, desde que haja adequação do nível de tensão, utilizando-se um conversor abaixador por exemplo.
- Estágio pré-regulador de fontes de alimentação para telecomunicação.

2.8 METODOLOGIA DE PROJETO DO CONVERSOR

2.8.1 Circuito Básico do Conversor CA-CC Boost

A partir de agora inicia-se o trabalho com o conversor Boost tendo como tensão de entrada uma senóide retificada. Um diagrama genérico do conversor boost com controle por valores médios instantâneos é mostrado na Figura 2.6.

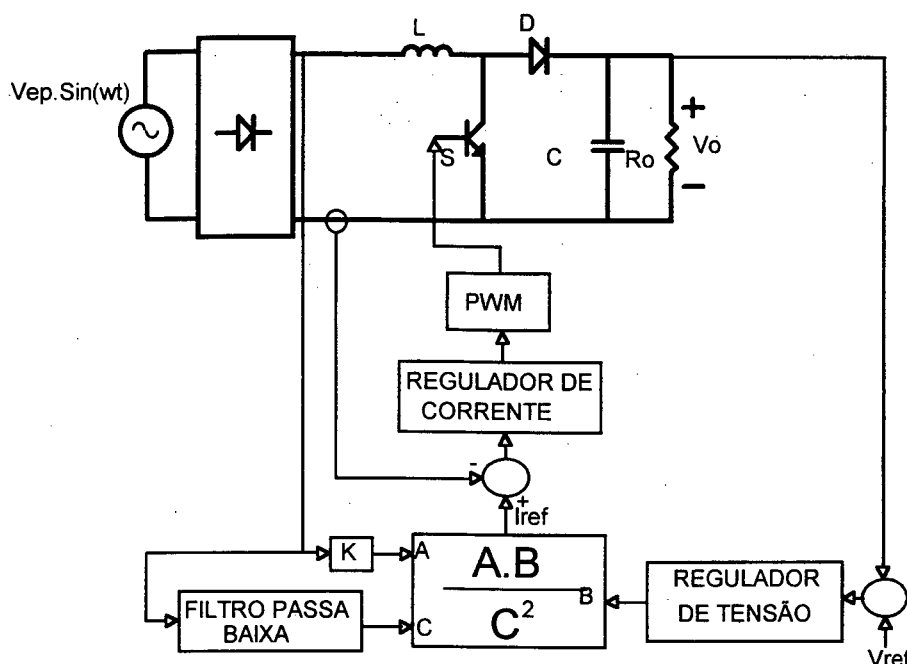


Figura 2.6- Diagrama generalizado de um conversor boost-pwm-mcc com controle por valores médios instantâneos, utilizando o UC3854.

O funcionamento do circuito integrado UC3854 empregado baseia-se na comparação de uma corrente de referência (I_{ref}) com a corrente de entrada (I_e). Esta referência é resultado de um multiplicador-divisor com as seguintes entradas:

- **Sincronismo (entrada A):** define o formato e frequência da corrente de referência;
- **Sinal do Regulador de Tensão (entrada B):** ajusta a amplitude da corrente de referência conforme a variação da carga;
- **Realimentação da Tensão de Entrada (entrada C):** a tensão da rede retificada é atenuada e filtrada, informando ao multiplicador-divisor um nível CC proporcional ao valor eficaz da tensão de entrada. Através desta entrada ajusta-se a amplitude da corrente de referência conforme a tensão de entrada.

Portanto, quando houver acréscimo de carga, a amplitude da corrente de referência cresce, ou ainda, mantendo-se a carga constante e se a tensão da rede cair, implica na elevação da amplitude da mesma. Garante-se assim, uma tensão de saída praticamente constante.

Através de um sensor, amostra-se a corrente de entrada que será regulada linearmente de acordo com a referência (malha de corrente). O resultado é uma tensão de controle que informa ao comando PWM a razão cíclica necessária para tal funcionamento. O comando PWM é composto de

um comparador, um gerador de onda dente de serra e um circuito de comando apropriado para o interruptor de potência.

Outras funções complementares do circuito integrado UC3854 são:

- Regulador para a tensão de referência;
- Comparador para proteção;
- Habilitador compatível com lógica TTL;
- Partida-Progressiva.

No caso da topologia boost a partida-progressiva só poderá ocorrer quando o capacitor de armazenagem estiver carregado com a tensão de pico da rede.

2.8.1.1 Principais Formas de Onda:

A forma de onda da corrente no indutor do conversor boost é mostrada na Figura 2.7.

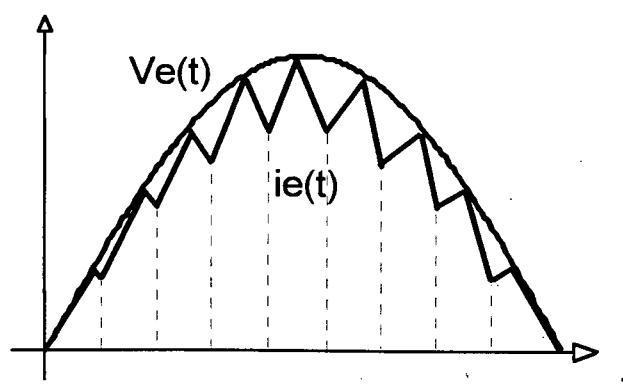


Figura 2.7 - Corrente e tensão na entrada do conversor.

2.8.1.2 Características de um Conversor Boost em Condução Contínua com Controle por Valores Médios Instantâneos

Este conversor, como pode-se ver na Figura 2.6 é composto basicamente de dois semicondutores (um interruptor e um diodo), um indutor e o circuito de controle. Os demais componentes fazem parte da estrutura retificadora convencional do tipo ponte completa com capacitor de filtragem.

O funcionamento é baseado no controle do interruptor S , impondo uma corrente ao indutor com forma e fase idênticas à tensão da rede retificada.

Este conversor apresenta algumas vantagens e desvantagens perante os demais, dentre elas:

2.8.1.2.1 Vantagens

- 1 - Frequência de operação constante.
- 2 - A corrente de entrada não é descontínua, por isso introduz na rede baixa interferência eletromagnética (EMI) e baixa interferência de rádio frequência (RFI), reduzindo o filtro de entrada.
- 3 - Tensão máxima no interruptor é igual à tensão de saída.
- 4 - Redução do valor da corrente de pico nos componentes do conversor Boost em relação à condução descontínua.
- 5 - Tensão de saída maior que o nível CC retificado da linha, proporcionando menores correntes nos componentes do conversor .
- 6 - Potência e controle possuem a mesma referência de terra, assim o drive PWM não necessita isolamento.

2.8.1.2.2 Desvantagens:

- 1- Controle em condução contínua proporciona problemas de estabilidade, o que não acontece em condução descontínua.
- 2 - Modelagem complexa (potência e controle são não lineares).
- 3 - Comutação dissipativa.
- 4 - Topologia Boost inviabiliza um partida progressiva ("soft-start").

2.8.2 Análise Quantitativa do Conversor CA/CC Boost em MCC

Nesta seção fez-se uma análise do conversor CA-CC Boost-PWM-MCC com controle por valores médios instantâneos procurando-se desenvolver uma metodologia de projeto.

2.8.2.1 Cálculo do Indutor Boost

A corrente que flui pelo indutor é caracterizada por uma forma de onda senoidal retificada, composta por uma componente de baixa frequência (duas vezes a frequência da rede), sobreposta a uma pequena componente de alta frequência (frequência de comutação).

O valor da indutância deve ser calculado em função da variação máxima de corrente. Da equação 2.9 tem-se que o ganho estático é dado por:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.10)$$

Isolando D tem-se:

CAPÍTULO II

$$D = 1 - \frac{V_e}{V_o} \quad (2.11)$$

Como agora tem-se a entrada senoidal:

$$d(\theta) = 1 - \frac{V_{ep} \cdot \sin(\theta)}{V_o} \quad \text{para } 0 \leq \theta \leq 180^\circ \quad (2.12)$$

A expressão (2.12) define a razão cíclica para um período completo de funcionamento do conversor Boost-PWM-CCM, o equivalente a meio período de rede. Apresenta-se a curva relacionada por esta expressão para os seguintes valores:

$$V_{ep} = 140V, 180V, 220V, 260 \text{ e } 300V$$

$$V_o = 310V$$

Será definido o valor de a com sendo:

$$a = \frac{V_o}{V_{ep}} \quad (2.13)$$

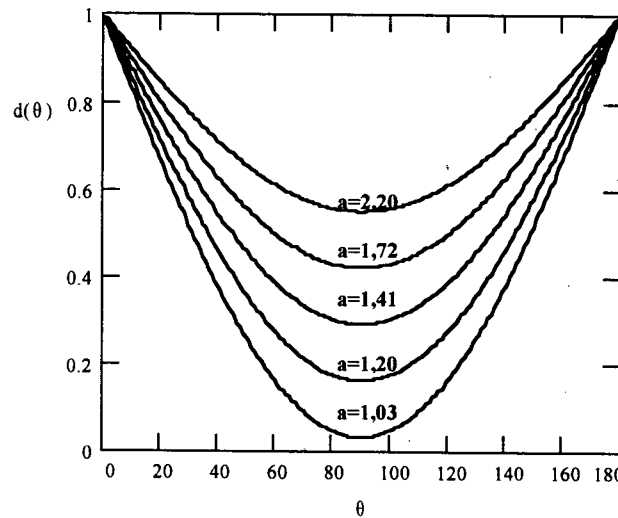


Figura 2.8 - Razão cíclica para um período de funcionamento.

Quando o interruptor S está fechado, tem-se a seguinte equação:

$$V_{ep} \cdot \sin(\theta) = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.14)$$

Para um período de funcionamento:

$$V_{ep} \cdot \sin(\theta) = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (2.15)$$

Onde:

$$\Delta t = D \cdot T_s \quad (2.16)$$

Usando as expressões (2.12), (2.15) e (2.16) tem-se:

$$\frac{L \cdot \Delta I}{V_{ep} T_s} = \sin(\theta) - \frac{V_{ep}}{V_o} \cdot \sin^2(\theta) \quad (2.17)$$

O termo à esquerda desta expressão pode ser definido como variação de corrente parametrizada. Apresenta-se a curva definida pela equação (2.17):

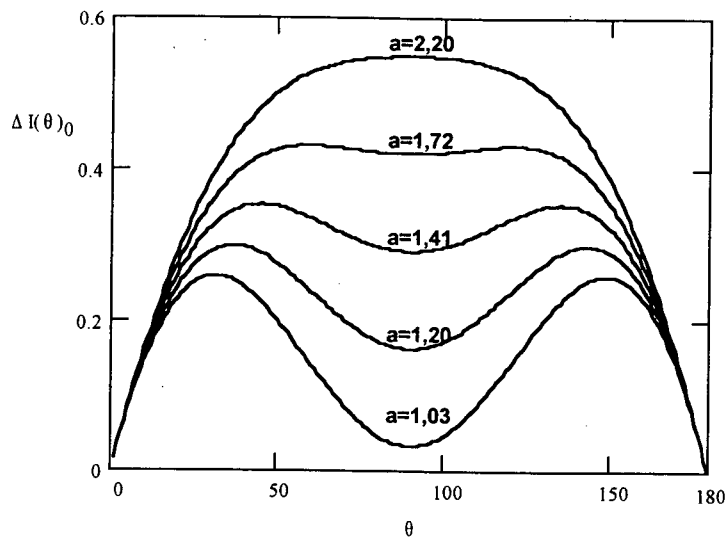


Figura 2.9 - Variação de corrente parametrizada para um período de funcionamento.

A Figura 2.9 mostra que as variações máximas de corrente ocorrem aproximadamente para um ângulo igual a 40° e 140°, para um $V_o/V_p=1,2$, onde $\Delta I = 0,32$. Portanto, para estes valores, a indutância pode ser definida pela seguinte expressão:

$$L = \frac{0,32 \cdot V_{ep}}{\Delta I_{max} \cdot f_s} \quad (2.18)$$

A variação de corrente é recomendada estar na faixa de 20% da corrente de pico [1], ou seja:

$$\Delta I_{max} = 0,20 \cdot I_{ep} \quad (2.19)$$

O procedimento para o cálculo físico do indutor pode ser simplificado usando o mesmo procedimento de cálculo de indutores de filtragem. Desta forma: o produto $A_e A_w$, o número de espiras e o entreferro podem ser calculados pelas expressões (2.20), (2.21) e (2.22), respectivamente:

Unidades utilizadas: L (Henry), I (A), B (T) e J (A/cm²) e A_e (cm²):

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{pmax} \cdot I_{efmax}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \cdot 10^4 \quad (2.20)$$

$$N = \frac{L \cdot I_{epmax}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 \quad (2.21)$$

$$l_e = \frac{N^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L} \cdot 10^{-2} \quad (2.22)$$

2.8.2.2 Correntes Eficazes

2.8.2.2.1 Corrente de Entrada Eficaz

A partir da potência e tensão de saída e do rendimento do conversor pode-se determinar a corrente eficaz de entrada I_{ef} :

$$I_{ef} = \frac{1}{\eta} \cdot \frac{P_o}{V_{ef}} \quad (2.23)$$

2.8.2.2.2 Corrente Eficaz no Diodo Db

A Figura 2.10 mostra a razão cíclica complementar $d'(t)$ simplificada:

$$d'(t) = 1 - d(t) = \left| \frac{V_{ep}}{V_o} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \right| \quad (2.24)$$

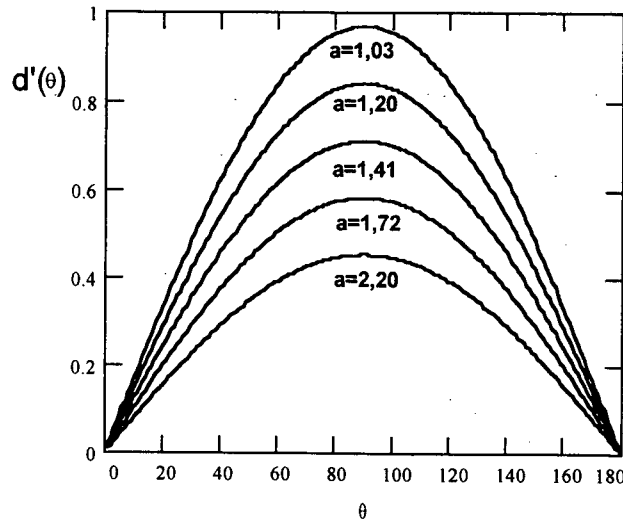


Figura 2.10 - Razão cíclica complementar simplificada para cada semi-ciclo de rede.

Com base na expressão (2.24), pode-se definir a corrente eficaz no diodo.

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_L(\omega t))^2 \cdot d'(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (2.25)$$

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{ep} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot \frac{V_{ep}}{V_o} \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (2.26)$$

$$I_{Def} = \sqrt{I_{ep}^2 \cdot \frac{V_{ep}}{V_o} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \sin^3(\omega t) d\omega t} = I_{ep} \sqrt{\frac{V_{ep}}{V_o} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \frac{4}{3}} = I_{ep} \sqrt{\frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{ep}}{V_o}} \quad (2.27)$$

Resultando em:

$$I_{Def} = I_{ep} \sqrt{\frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{ep}}{V_o}} \quad (2.28)$$

2.8.2.2.3 Corrente Eficaz no Interruptor S

A seguir mostra-se como foi desenvolvido a expressão para a corrente eficaz na interruptor.

Sabe-se que:

$$I_{eef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} i_e(\omega t)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.29)$$

$$i_e(t) = i_s(t) + i_D(t) \quad (2.30)$$

$$I_{eef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_s(\omega t) + i_D(\omega t))^2 d\omega t} \quad (2.31)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_s(\omega t)^2 + i_D(\omega t)^2 + i_s(\omega t) \cdot i_D(\omega t)) d\omega t} \quad (2.32)$$

Sabe-se que o produto $i_s(\omega t) \cdot i_D(\omega t)$ será 0 (zero) pois a corrente na interruptor S e no diodo D são complementares no tempo, e portanto o resultado de sua multiplicação será sempre zero.

Portanto:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_s(\omega t)^2 + i_D(\omega t)^2) d\omega t} \quad (2.33)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_s(\omega t)^2) d\omega t + \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_D(\omega t)^2) d\omega t} \quad (2.34)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_{sef}^2 + I_{Def}^2} \quad (2.35)$$

Logo:

$$I_{sef} = \sqrt{I_{ef}^2 - I_{Def}^2} = \sqrt{\frac{I_{ep}^2}{2} - I_{ep}^2 \cdot \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{ep}}{V_o}} = I_{ep} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{ep}}{V_o}} \quad (2.36)$$

$$I_{sef} = I_{ep} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{ep}}{V_o}} \quad (2.37)$$

Pode-se ainda calcular a corrente eficaz na interruptor I_{sef} como é mostrado a seguir:

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (i_L(\omega t))^2 \cdot d(\omega t) \cdot d\omega t} \quad (2.38)$$

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (I_{ep} \cdot \sin(\omega t))^2 \cdot \left(1 - \frac{V_{ep}}{V_o} \cdot \sin(\omega t)\right) \cdot d\omega t} \quad (2.39)$$

$$I_{sef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\int_0^{\pi} I_{ep}^2 \cdot \sin^2(\omega t) d\omega t - I_{ep}^2 \cdot \frac{V_{ep}}{V_o} \int_0^{\pi} \sin^3(\omega t) d\omega t \right)} \quad (2.40)$$

Da equação acima pode-se identificar a seguinte expressão:

$$I_{sef} = \sqrt{I_{ef}^2 - I_{Def}^2} \quad (2.41)$$

Provando mais uma vez que o equacionamento está correto.

2.8.2.2.4 Corrente Eficaz no Capacitor de Filtragem Co

Admitindo que toda a componente alternada da corrente do diodo Db circule pelo capacitor de filtragem, a corrente eficaz $I_{C_{ef}}$ pode ser calculada pela expressão a seguir:

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{D_{ef}}^2 - I_{D_{md}}^2} \quad (2.42)$$

Através de (2.28), e (2.45) obtém-se:

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{e_p}^2 \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o} - \left(\frac{P_o}{V_o}\right)^2} \quad (2.43)$$

2.8.2.3 Correntes Médias

2.8.2.3.1 Corrente Média de Entrada

Uma vez definida a potência de saída do conversor e estimando-se o rendimento pode-se calcular a corrente eficaz de entrada é portanto a corrente média $I_{e_{md}}$:

$$I_{e_{md}} = 0.9 \cdot \frac{P_o}{V_{e_{ef}}} \cdot \frac{1}{\eta} \quad (2.44)$$

2.8.2.3.2 Corrente Média no Diodo Db

A corrente média no diodo é calculada dividindo-se a potência de saída P_o pela tensão de saída V_o como mostrado na eq. (2.45):

$$I_{D_{md}} = \frac{P_o}{V_o} \quad (2.45)$$

ou

$$I_{D_{md}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi i_L(\omega t) \cdot d'(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.46)$$

$$I_{D_{md}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi I_{e_p} \cdot \sin(\omega t) \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o} \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.47)$$

$$I_{D_{md}} = I_{e_p} \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi \sin^2(\omega t) d\omega t = I_{e_p} \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o} \cdot \frac{1}{2} \quad (2.48)$$

Resultando em:

CAPÍTULO II

$$I_{D_{md}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{e_p} \cdot I_{e_p}}{V_o} = \frac{V_{e_{ef}} \cdot I_{e_{ef}}}{V_o} = \frac{P_e}{V_o} \quad (2.49)$$

Se for considerado que a potência de entrada é igual à potência de saída, ou seja não há perdas, a expressão (2.49) está correta, no entanto, se as perdas forem consideradas deve-se optar pela expressão (2.45).

2.8.2.3.3 Corrente Média no Interruptor S

A partir de (2.44) e (2.45) pode-se determinar a corrente média no Interruptor S:

$$I_{S_{md}} = I_{e_{md}} - I_{D_{md}} \quad (2.50)$$

ou

$$I_{S_{md}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_{e_p} \cdot \sin(\omega t) \cdot \left(1 - \frac{V_{e_p}}{V_o} \cdot \sin(\omega t) \right) \cdot d\omega t \quad (2.51)$$

$$I_{S_{md}} = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\int_0^{\pi} I_{e_p} \cdot \sin(\omega t) d\omega t - I_{e_p} \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o} \int_0^{\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t \right) \quad (2.52)$$

$$I_{S_{md}} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{e_p} - \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{e_p} \cdot I_{e_p}}{V_o} = I_{e_{md}} - I_{D_{md}} \quad (2.53)$$

A expressão (2.53) considera que não há perdas no conversor, ou seja, $P_e = P_o$.

2.8.2.3.4 Corrente Média no Capacitor de Saída

Em regime permanente a corrente média no capacitor de saída é nula:

$$I_{C_{md}} = 0 \quad (2.54)$$

2.8.2.4 Correntes de Pico

A seguir serão apresentados os valores de pico das correntes do conversor Boost operando em condução contínua.

2.8.2.4.1 Corrente de Pico de Entrada

Pode-se calcular a corrente de pico na entrada através da seguinte fórmula:

$$I_{e_p} = \sqrt{2} \cdot I_{e_{ef}} \quad (2.55)$$

2.8.2.4.2 Corrente de Pico no Interruptor S

A corrente de pico no interruptor S pode ser obtida da seguinte forma:

$$I_{s_p} = \sqrt{2} \cdot I_{e_{ef}} \quad (2.56)$$

2.8.2.4.3 Corrente de Pico no Diodo Db

A equação (2.57) dá a corrente de pico no diodo.

$$I_{D_p} = \sqrt{2} \cdot I_{e_{ef}} \quad (2.57)$$

2.8.2.5 Tensões Máximas sobre os Semicondutores

A seguir serão apresentadas as tensões máximas sobre S, Db e os diodos retificadores.

2.8.2.5.1 Tensão Máxima Sobre S

Pode-se considerar que a tensão máxima sobre S é igual à tensão de saída:

$$V_s = V_o \quad (2.58)$$

2.8.2.5.2 Tensão Reversa Máxima Sobre Db

A tensão reversa máxima sobre Db pode ser obtida da seguinte forma:

$$V_{D_{max}} = V_o \quad (2.59)$$

2.8.2.5.3 Tensão Reversa Máxima Sobre Dr (diodos retificadores)

A tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores é dada por:

$$V_{Dr_{max}} = \sqrt{2} \cdot V_{e_{ef}} \quad (2.60)$$

onde $V_{e_{ef}}$ é a tensão de entrada eficaz.

2.9 CIRCUITO DE AJUDA À COMUTAÇÃO

2.9.1 “Snubber” dissipativo

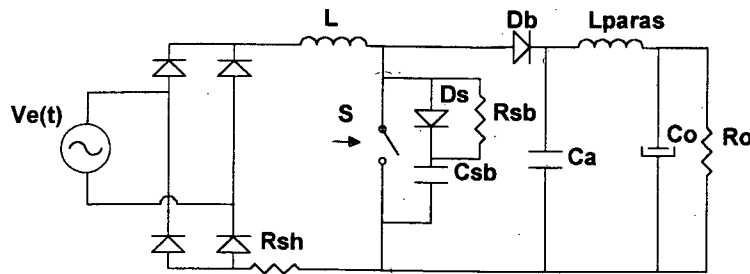


Figura 2.11 - Circuito de ajuda à comutação “Snubber” dissipativo.

Quando o interruptor S é bloqueado a energia acumulada nas indutâncias parasitas L_{paras} é transferida para o capacitor C_{sb} do circuito de ajuda à comutação. Assim, a tensão sob o interruptor cresce lentamente atenuando o problema da sobretensão e transferindo as perdas do interruptor para o “Snubber”. Quando o interruptor conduz o capacitor é então descarregado através do interruptor, dissipando a energia no resistor.

Para calcular o “snubber”, deve-se ter em mente que a potência dissipada pelo “snubber”, uma vez definida a tensão de saída e a frequência de operação, depende exclusivamente do valor da capacitância. Portanto, quanto maior a capacitância maior será a potência dissipada.. Outro ponto importante é que o valor de pico da corrente que passa pelo interruptor devido ao descarregamento do “snubber”, depende do valor do resistor. Por último deve-se fazer com que o capacitor C_{sb} descarregue-se antes que o interruptor abra novamente.

2.9.1.1 Cálculo do Capacitor

$$C_{sb} = \frac{I_{ef} \cdot (t_s + t_d)}{V_o} \quad (2.61)$$

Onde t_s é o tempo de subida e t_d o de descida do interruptor.

2.9.1.2 Cálculo do Resistor

Cálculo do menor tempo em condução do transistor.

CAPÍTULO II

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

A razão cíclica mínima D_{min} é definida pelo projetista.

$$t_{on_{min}} = D_{min} \cdot T_s \quad (2.62)$$

Cálculo do resistor:

$$R_{sb} = \frac{t_{on_{min}}}{3 \cdot C_{sb}} \quad (2.63)$$

2.9.1.3 Cálculo da Corrente de Pico

$$I_{sb_p} = \frac{V_o}{R_{sb}} \quad (2.64)$$

2.9.1.4 Cálculo da Potência Dissipada no “Snubber”

$$P_{sb} = \frac{1}{2} \cdot C_{sb} \cdot V_o^2 \cdot f_s \quad (2.65)$$

2.9.2 “Snubber” Regenerativo

Com o intuito de se realizar uma comparação entre o “snubber” dissipativo e um “snubber” com regeneração de energia, nesta seção é realizada a análise de um “snubber” com essas características. Este “snubber” regenerativo, mostrado na Figura 2.16, proporcionará um aumento no rendimento global do conversor. Este circuito de ajuda à comutação foi inicialmente desenvolvido para operar em modo de condução descontínua [5]. Aqui utilizou-se em modo de condução contínua.

O funcionamento desta estrutura é descrito a seguir. Quando o interruptor é bloqueado a corrente segue os caminhos paralelos: $Da2$, $Cr1$ e $Cr2$, Dal descarregando os capacitores previamente carregados com tensão igual a V_o . Isto faz com que a tensão no interruptor cresça lentamente, atenuando a sobretensão sobre o mesmo. Quando os capacitores descarregam completamente, o diodo Db entra em condução.

2.9.2.1 Etapas de Operação:

Etapa I:

Quando o interruptor entra em condução, como mostra a Figura 2.12, forma-se um circuito ressonante formado por $Cr1$, $Cr2$, $Dr1$ e Lr . No final de meio período ressonante a tensão em cada capacitor será igual a V_o .

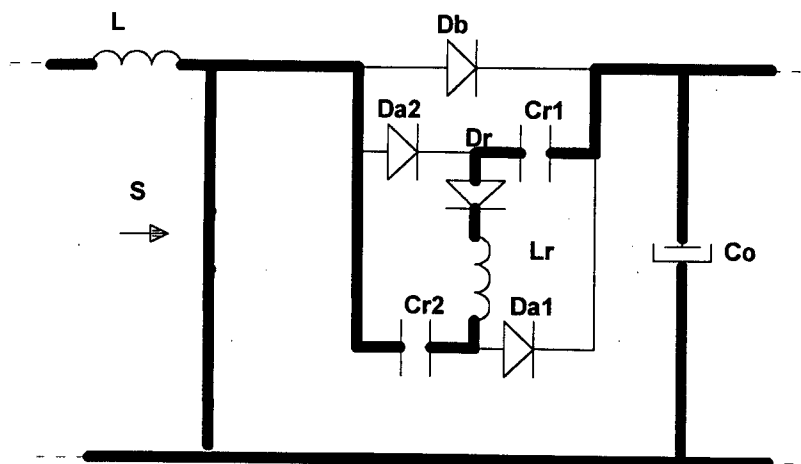


Figura 2.12 - Etapa I.

Etapa II:

Quando a corrente em Lr se anula o diodo Dr bloqueia e os capacitores ficam carregados com a tensão V_o até que o interruptor S bloqueie. A Figura 2.13 mostra esta etapa de operação.

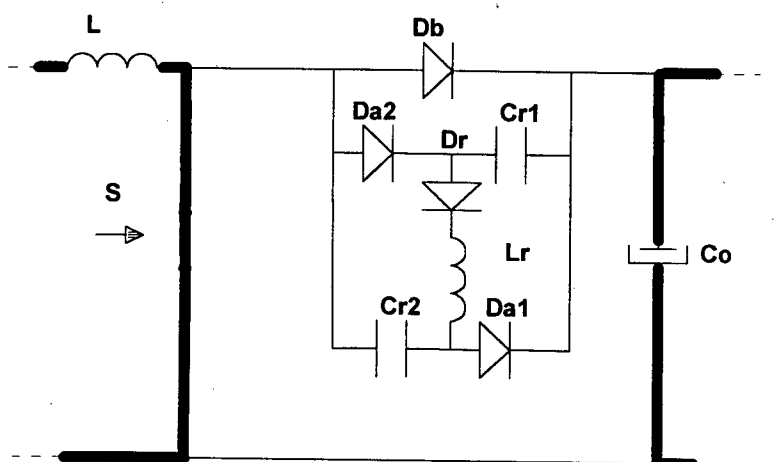


Figura 2.13 - Etapa II

Etapa III:

Quando S é bloqueado, os diodos auxiliares Da1 e Da2 conduzem, descarregando os capacitores linearmente. O caminho da corrente para esta etapa pode ser visto na Figura 2.14.

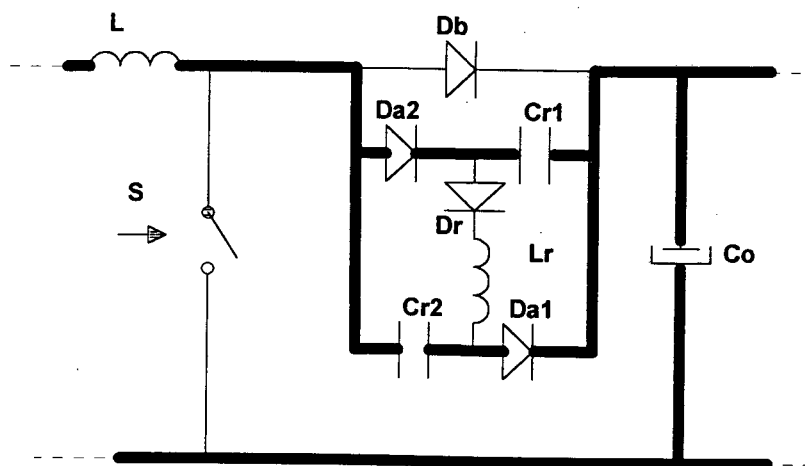


Figura 2.14 – Etapa III

Etapa IV:

Quando as tensões nos capacitores se anularem, o diodo Db entra em condução. Forma-se um caminho alternativo para a corrente através de Da2, Dr, Lr e Da1. Esta corrente tem um valor menor do que a corrente em Db. Os capacitores permanecem com tensão nula até o interruptor voltar a conduzir, voltando, à etapa I. A corrente, para esta etapa de operação, circula como mostrado na Figura 2.15.

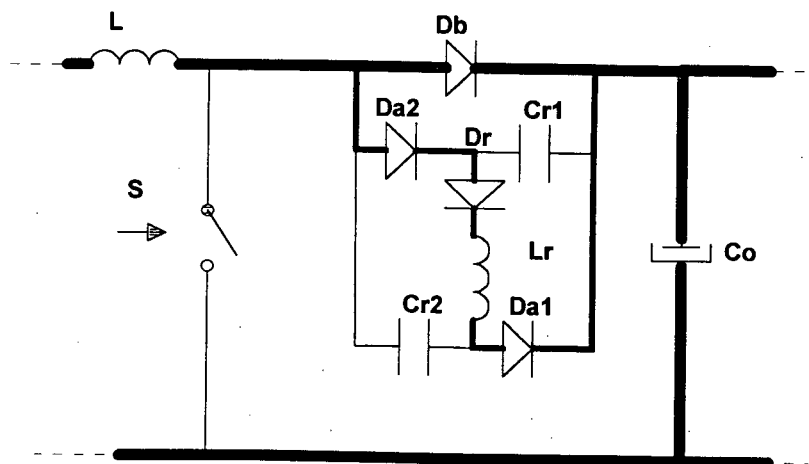


Figura 2.15 - Etapa IV.

A Figura 2.16 mostra a estrutura utilizada.

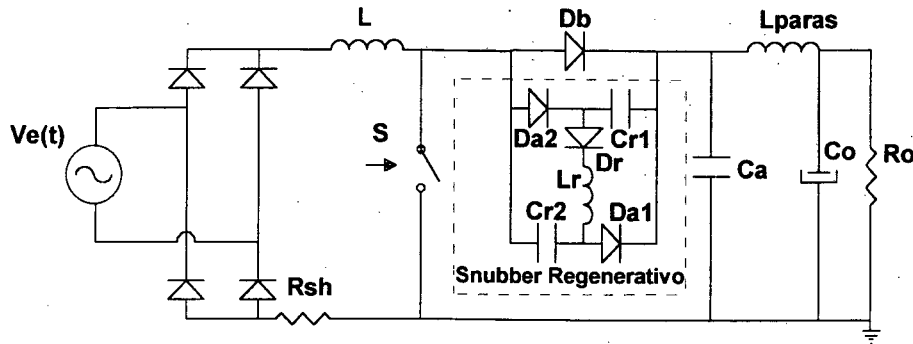


Figura 2.16 - "Snubber" regenerativo.

Recomenda-se que a frequência de ressonância seja maior do que 10 vezes a frequência de operação [5] e que a corrente de pico acrescida no interruptor pelo circuito ressonante seja 30% do valor da corrente máxima de entrada do conversor.

A frequência de ressonância é dada pela seguinte expressão:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.66)$$

A corrente de pico no indutor ressonante é calculada usando-se a seguinte expressão:

$$I_{lr_p} = \frac{V_s}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (2.67)$$

Das equações (2.66) e (2.67), deduz-se a expressão para L_r (2.68) e C_r (2.69):

$$L_r = \frac{V_s}{2\pi \cdot f_r \cdot I_{lr_p}} \quad (2.68)$$

$$C_r = L_r \cdot \frac{I_{lr_p}^2}{V_o^2} \quad (2.69)$$

2.10 CONTROLE POR CORRENTE MÉDIA INSTANTÂNEA DE ENTRADA UTILIZANDO O CI UC3854

O circuito integrado UC3854 é fabricado pela *Unitrode*, tendo grande aceitação no mercado. Além disto, ele possui um circuito de proteção que desabilita o interruptor quando há sobrecorrente, o que garante maior segurança para o equipamento.

A seguir descreve-se o CI UC 3854 mostrando seus componentes internos e externos e analisando a metodologia de projeto. Na Figura 2.17 é apresentado um diagrama genérico do conversor boost com controle por valores médios.

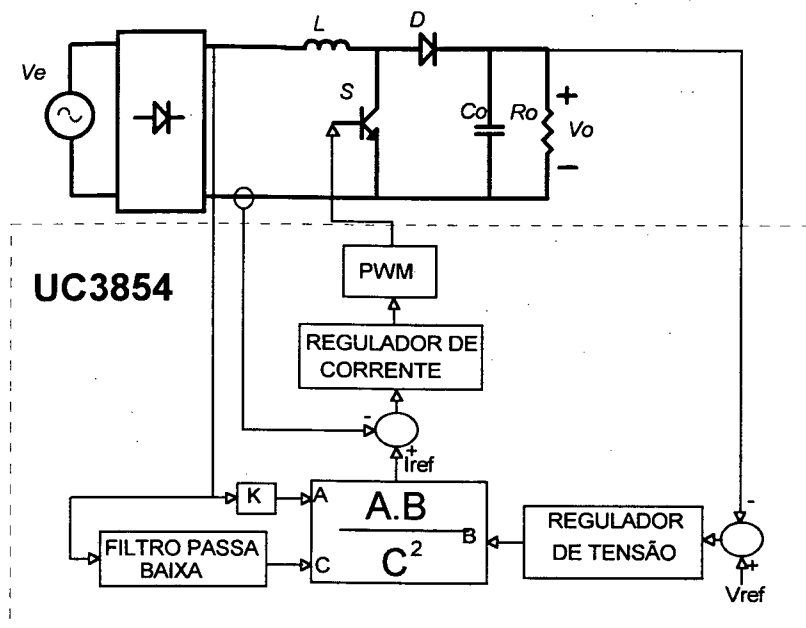


Figura 2.17- Diagrama generalizado do controle por valores médios instantâneos.

Na Figura 2.18 tem-se um esquema completo do conversor boost operando com controle por valores médios e na Figura 2.19 é apresentado um esquema interno do circuito integrado UC3854.

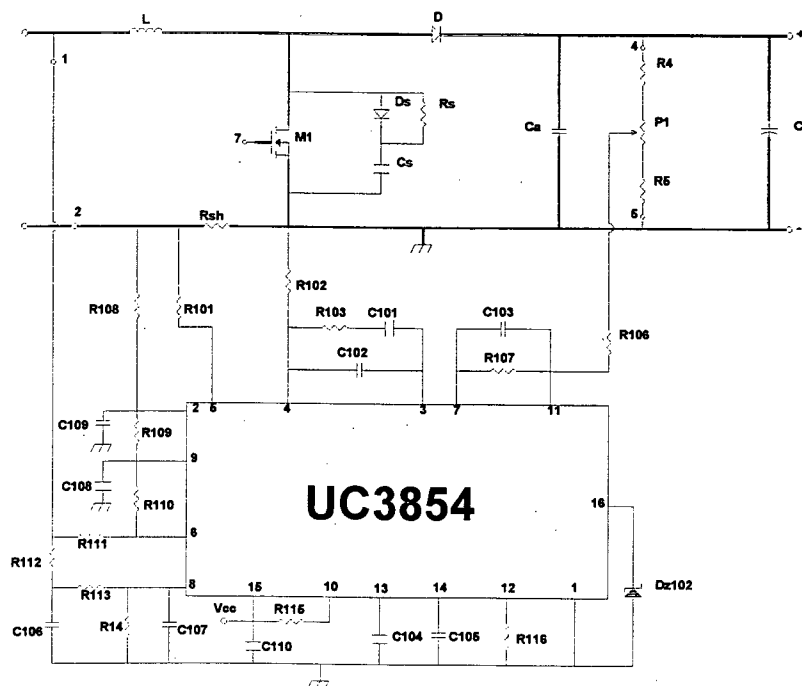


Figura 2.18 - Esquema completo do conversor boost utilizando o circuito integrado UC3854.

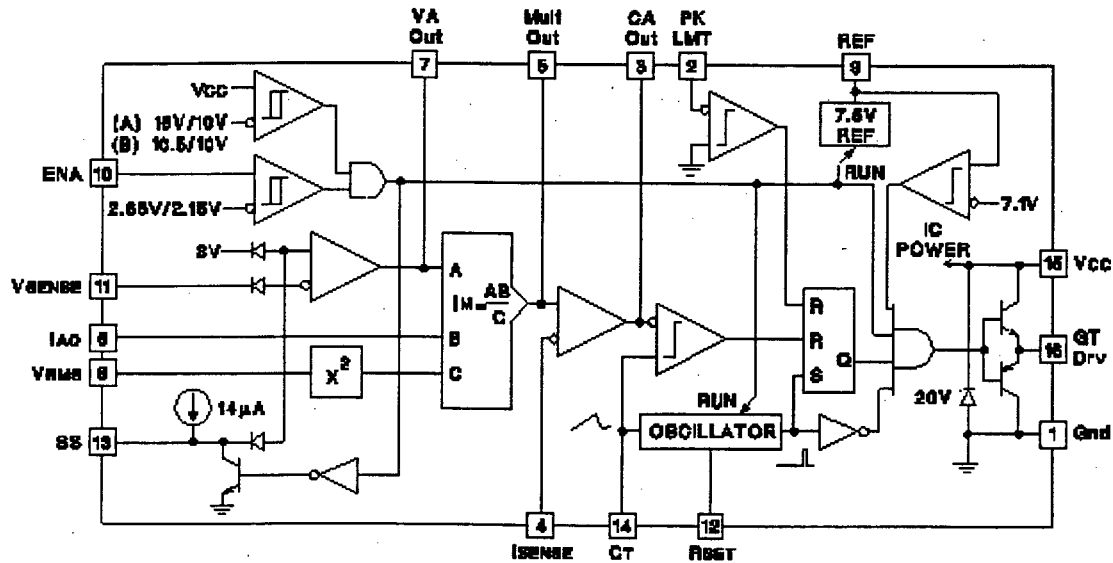


Figura 2.19 - Esquema interno do circuito integrado UC3854.

A pinagem do circuito integrado UC3854 é descrita na tabela 2.1.

Pino	Descrição
1	Referência.
2	Se o pino 2 ficar negativo a ação PWM é interrompida.
3	Saída do compensador de corrente.
4	Entrada inversora do compensador de corrente.
5	Entrada não inversora do compensador de corrente.
6	Este pino é ligado após o retificador, informando a forma e frequência da tensão de entrada.
7	Saída do filtro passa-baixa que informa o valor da tensão média de saída.
8	Neste pino é ligado a saída de um filtro passa-baixa que informa o valor da tensão média de entrada.
9	Tensão de referência de 7,5V/-10mA, com excelente regulação e limite de corrente de -30mA.
10	Pino de habilitação; se estiver em nível baixo o integrado ficará inativo.
11	Entrada do filtro passa-baixa da tensão de saída.
12	Limitador de corrente.
13	Partida-progressiva.
14	Neste pino é conectado um capacitor, que juntamente com um resistor conectado ao pino 12 define a frequência de operação.
15	Alimentação: tensão contínua de 18V-30V.
16	Sinal de comando para a chave.

Tabela 2.1 - Descrição da pinagem do UC3854.

2.10.1 Princípios de funcionamento do controle por valores médios instantâneos:

2.10.1.1 Objetivos do Controle

- 1 - Fazer com que a forma de onda da corrente tenha a mesma forma de onda da tensão de entrada.
- 2 - Prover regulação de carga, controlando a corrente pelo nível da tensão de saída.
- 3 - Prover regulação de linha, controlando a corrente pelo nível da tensão de entrada.

2.10.1.2 Implementação do Controle

A Figura 2.20 mostra um diagrama de blocos do sistema. Existe duas malhas, a interna de corrente e a externa de tensão. No multiplicador chegam: a realimentação da tensão de saída, uma amostra da forma de onda da tensão de entrada e um valor proporcional à tensão de entrada (controle “*feedforward*”). Na saída do multiplicador tem-se a referência de corrente, que deve ser seguida na entrada do conversor, a fim de garantir alto fator de potência e regulação da tensão de saída. $C_i(s)$ e $C_v(s)$ são compensadores de corrente e de tensão respectivamente.

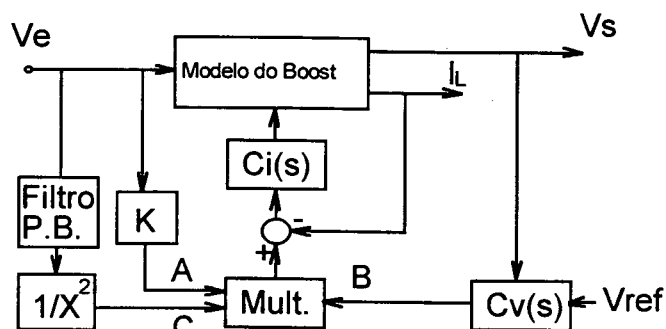


Figura 2.20- Diagrama de blocos do sistema completo.

Na Figura 2.20 pode-se notar que a tensão de entrada do conversor, uma senóide retificada, passa por um filtro passa-baixa-atenuador. Isto resulta em uma tensão média, aplicada à entrada C, que é proporcional à tensão eficaz de entrada. A entrada C será elevada ao quadrado e ficará no denominador no multiplicador. Para uma potência de saída constante, a tensão de entrada é inversamente proporcional à corrente. Isto explica porque o sinal C está no denominador do multiplicador. Elevar a entrada C do multiplicador ao quadrado nada mais é do que aumentar o

ganho relativo às flutuações na tensão eficaz de entrada, uma vez que C tem uma resposta muito lenta, pois passa por um filtro passa-baixa. A malha de tensão, entrada B, atua de forma mais rápida que a entrada C, compensando variações na tensão de saída.

2.11 METODOLOGIA DE PROJETO DO CIRCUITO DE CONTROLE

2.11.1 Cálculo dos Elementos Externos ao Circuito Integrado UC3854

Para projetar o compensador de corrente e tensão foi adotada a metodologia de projeto descrita em [1], com algumas modificações.

O cálculo dos componentes auxiliares ao circuito integrado pode ser assim estabelecido:

2.11.1.1 Corrente de Entrada

Os resistores $R_1 = R_2$, R_{16} e R_{sh} definem a corrente máxima de entrada (valor de pico).

$$I_{e_{pmax}} = \frac{1,875 \cdot R_1}{R_{16} \cdot R_{sh}} \quad (2.70)$$

OBS: O termo constante 1,875 é metade do valor aplicado em [1], pois o projeto ali apresentado é válido para a excursão de 110 a 220V nominais na tensão de entrada.

2.11.1.2 Frequência de Comutação

O resistor R_{16} acompanhado do capacitor C_5 definem a frequência PWM.

$$f_s = \frac{1,25}{R_{16} \cdot C_5} \quad (2.71)$$

2.11.1.3 Compensador de Corrente

Como compensador da malha de corrente foi escolhido o compensador proporcional integral PI por proporcionar menor TDH na corrente de entrada e por apresentar maior simplicidade no projeto [8]. É utilizada uma rede RC, estabelecendo um polo e um zero. A Figura 2.21 mostra em detalhe o circuito de compensação de corrente, juntamente com seu diagrama assintótico de Bode.

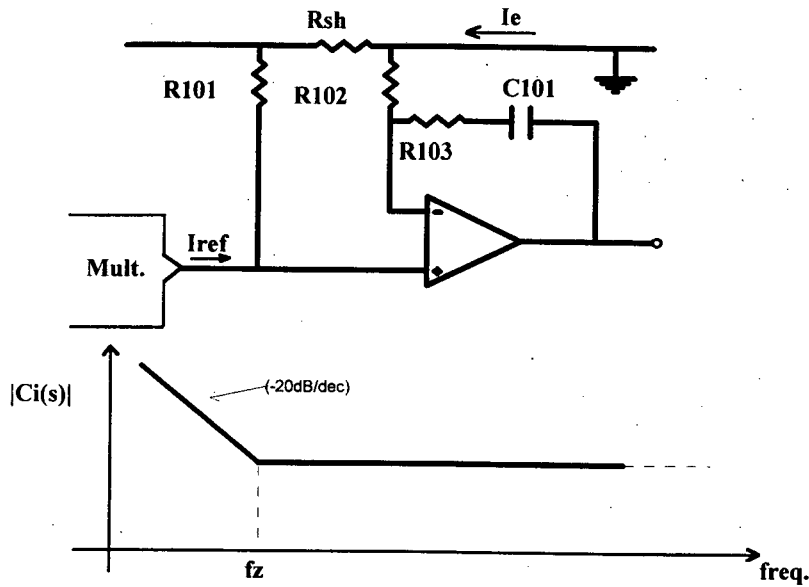


Figura 2.21- Controlador de corrente.

O projeto deste compensador é realizado de acordo com os seguintes critérios:

- A frequência de cruzamento deve ser: $10 f_{v_e} \leq f_{cc} \leq \frac{f_s}{3}$
 - A frequência do zero deve ser: $10 f_{v_e} \leq f_z \leq f_{cc}$.
 - A frequência do zero deve ser colocada em alguns quiloilohertz, sendo o suficiente para reproduzir com boa fidelidade a corrente senoidal retificada (120 Hz).
 - O pólo na origem garante uma frequência de cruzamento bem abaixo da frequência de comutação, além de dar elevado ganho para baixas frequências, diminuindo o erro estático.
- Onde: f_{v_e} - frequência da tensão de entrada, f_{cc} - frequência de cruzamento e f_s - frequência de comutação.

Apresenta-se o modelo de pequenos sinais desta malha para o conversor proposto.

As expressões (2.72), (2.73), (2.74), (2.75), (2.76) e (2.77) representam o referido regulador.

$$C_i(s) = \frac{R_{sh} / K_{hall}}{V_{ramp}} \cdot \frac{R_{102} + R_{103}}{R_{102}} \cdot \frac{\left(S + \frac{1}{(R_{102} + R_{103}) \cdot C_{101}} \right)}{S} \quad (2.72)$$

$$K_p = \frac{V_o}{L} \quad (2.73)$$

$$K_c = \frac{\omega_{cc}^2}{K_p \cdot \sqrt{\omega_{cc}^2 + Z_c^2}} \quad (2.74)$$

$$K_c = \frac{(R_{sh} / K_{hall})}{V_{ramp}} \cdot \left(\frac{R_{103} + R_{102}}{R_{102}} \right) \quad (2.75)$$

$$R_{103} = \frac{K_c - \frac{(R_{sh} / K_{hall})}{V_{ramp}}}{(R_{sh} / K_{hall})} \cdot V_{ramp} \cdot R_{102} \quad (2.76)$$

$$C_{101} = \frac{1}{Z_c \cdot (R_{102} + R_{103})} \quad (2.77)$$

2.11.1.4 Malha de Tensão

A compensação de tensão é feita por um filtro passa baixa, conforme mostrado na Figura 2.22. Este filtro deve possuir frequência de corte muito baixa, a fim de evitar ondulação de 120Hz na saída. As expressões (2.78), (2.79) e (2.81) definem o regulador de tensão.

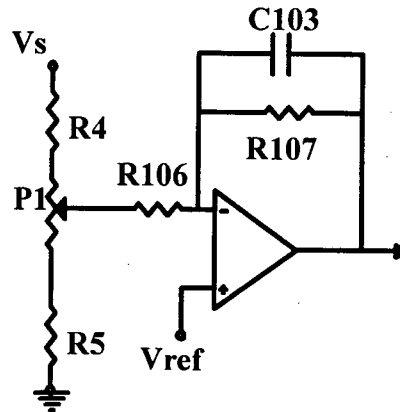


Figura 2.22- Compensador de tensão.

$$R_v(S) = \frac{-R_{107}}{R_{106}(R_{107}C_{103}S + 1)} \quad (2.78)$$

$$R_{106}C_{103} = \frac{10V_{or}V_{ref}}{240\pi V_o} \quad (2.79)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{ref}}{V_o^2 \cdot V_a \cdot C_o \cdot R_{106} \cdot C_{103}}} \quad (2.80)$$

$$R_{107} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{103}} \quad (2.81)$$

Onde V_a é a variação da tensão na saída do compensador de tensão. Os resistores R_{104} , R_{105} e o potenciômetro P_I ajustam o nível da tensão da saída.

2.11.1.5 “Feedforward”

Os componentes R_{112} , R_{113} , R_{114} , C_{106} e C_{107} formam um filtro atenuador com dois pólos em 12Hz, que informará ao circuito integrado um valor CC proporcional ao valor da tensão eficaz da rede. Seus valores são fornecidos pelo fabricante para uma variação da tensão de 75 à 275Vrms.

2.11.1.6 Proteção de Sobrecorrente

Os resistores R_{108} e R_{109} são responsáveis pela proteção de sobrecorrente no interruptor. Eles formam um divisor resistivo entre a tensão gerada pelo “shunt” (imagem da corrente de entrada) e a tensão de referência. O resultado é comparado de modo que, quando houver excesso de corrente na entrada, o circuito de comando do interruptor é desativado. A expressão (2.82) define esta proteção.

$$\frac{V_{ref}}{R_g} = \frac{I_{prot} \cdot R_{sh}}{R_{108}} \quad (2.82)$$

Com a finalidade de eliminar os ruídos da tensão de referência e da tensão de comparação de proteção, utilizar-se-ão os capacitores C_{108} e C_{109} , respectivamente.

2.11.1.7 Sincronismo:

No terminal de sincronismo é mantido internamente uma tensão contínua de 6V. O resistor de sincronismo (R_{111}) será definido para uma corrente máxima de 400μA.

$$R_{111} = \frac{V_{ep} + 6}{400 \mu A} \quad (2.83)$$

Devido ao nível CC de 6V no pino 6, para que a corrente I_{AC} vá de zero na passagem por zero da tensão de entrada até aproximadamente 400μA no pico de tensão, recomenda-se um resistor entre os terminais de sincronismo e tensão de referência (R_{110}) com resistência em torno de 25% do valor da resistência de sincronismo, ou seja:

$$R_{110} = \frac{1}{4} R_{111} \quad (2.84)$$

2.11.1.8 Habilitação:

O resistor R_{115} conectado entre V_{CC} e o terminal de “enable” mantém o CI sempre habilitado.

2.11.1.9 Partida:

O capacitor de “soft-start” (C_{104}) determina o tempo em que a tensão de referência, partindo de zero, atinge o seu valor nominal. Vale lembrar que esta função não permite a partida direta do conversor, pois seria necessário que o capacitor de armazenagem estivesse pré-carregado com a tensão de pico da rede. Neste caso, será definida a capacitância máxima para que o sistema venha operar em condições normais após a partida, realizada com a ajuda de um resistor para limitar a corrente de partida.

$$C_{104} = \frac{7 \cdot 10^{-6} t_{partida}}{V_{ref}} \quad (2.85)$$

2.11.1.10 Resistor de Gatilho (“Gate”):

A resistência de gatilho (R_{117}) deve estar na faixa de 20Ω para acionar o IGBT.

2.12 PROJETO E SIMULAÇÃO DO CONVERSOR

Nesta seção apresenta-se um exemplo de projeto de um pré-regulador com fator de potência unitário, empregando o conversor CA-CC boost com modulação por largura de pulso em condução contínua de corrente e empregando o controle por valores médios instantâneos.

Este projeto consiste na especificação de um pré-regulador como estágio de entrada para uma UPS com uma potência nominal de 10kW. Como as UPS necessitam de isolamento, utilizou-se na entrada um transformador abaixador de 220Vrms/160Vrms. A tensão foi reduzida para 160V para que fossem utilizados capacitores de saída de 350V. Em termos de nível de corrente pode-se dizer que este caso é pior do que a situação de 220Vrms de entrada, pois as perdas nos semicondutores e nos elementos magnéticos são maiores. Admitiu-se uma variação na tensão de entrada de 15% e estimou-se um rendimento em torno de 95%. Como tensão de saída escolheu-se o valor nominal de 310Vcc.

CAPÍTULO II

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10kW com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

2.12.1 Especificação do Conversor:

$$V_{ef} = 160V \quad V_o = 310V \quad \eta = 95\% \quad P_o = 10kW \quad (2.86)$$

2.12.2 Cálculos Preliminares

A seguir faz-se alguns cálculos preliminares como: potência de entrada estimada, tensão de pico de entrada nominal, corrente de entrada nominal, corrente de pico nominal, corrente de entrada máxima etc.

$$P_e = \frac{P_o}{\eta} = \frac{10kW}{0.95} = 10.526,31W \quad (2.87)$$

$$V_{ep} = \sqrt{2} \cdot V_{rms} = \sqrt{2} \cdot 160V = 226,27V \quad (2.88)$$

$$V_{efmin} = 85\% \cdot V_{ef} = 0,85 \cdot 160V = 136V \quad (2.89)$$

$$I_{ef} = \frac{P_e}{V_{ef}} = \frac{10,53kW}{160V} = 65,81A \quad (2.90)$$

$$I_{ep} = \sqrt{2} \cdot I_{ef} = \sqrt{2} \cdot 65,79A = 93,04A \quad (2.91)$$

$$I_{efmax} = \frac{P_o}{\eta \cdot V_{rmsmin}} = \frac{10kW}{95\% \cdot 136V} = 77,40A \quad (2.92)$$

$$I_{epmax} = \sqrt{2} \cdot I_{efmax} = \sqrt{2} \cdot 77,40A = 109,46A \quad (2.93)$$

$$I_{emd} = 0,9 \cdot \frac{P_o}{\eta \cdot V_{ef}} = 0,9 \cdot \frac{10kW}{0,95 \cdot 160V} = 59,21A \quad (2.94)$$

$$I_{emdmax} = 0,9 \cdot \frac{P_o}{\eta \cdot V_{efmin}} = 0,9 \cdot \frac{10kW}{0,95 \cdot 136V} = 69,66A \quad (2.95)$$

2.12.3 Cálculo do Indutor

2.12.3.1 Cálculo da Indutância

Como frequência de comutação, escolheu-se a frequência de 18kHz pois esta é a menor frequência em que se pode operar sem geração de ruído de áudio frequência. Não foi escolhida uma frequência de operação maior pois isto aumentaria as perdas em comutação.

$$f_s = 18\text{kHz}$$

Adotou-se uma ondulação de corrente de 20% da corrente de entrada nominal de pico.

$$\Delta I_{\max} = 20\% \cdot I_{ep} = 0,2 \cdot 93,04\text{A} = 18,61\text{A} \quad (2.96)$$

$$L_{\min} = \frac{0,32 \cdot V_{ep}}{\Delta I_{\max} \cdot f_o} = \frac{0,32 \cdot 226,27\text{V}}{18,61\text{A} \cdot 18\text{kHz}} = 216,15\mu\text{H} \quad (2.97)$$

Adota-se:

$$L = 220\mu\text{H}. \quad (2.98)$$

2.12.3.2 Cálculo do Núcleo

2.12.3.2.1 Especificações para o Cálculo do Núcleo

Adotou-se os seguintes valores:

$$K_w = 0,7 \quad B_{\max} = 0,25\text{T} \quad J_{\max} = 350\text{A} / \text{cm}^2 \quad (2.99)$$

Foi especificado B_{\max} para o material IP12 da THORTON.

2.12.3.2.2 Cálculo do Produto $A_e A_w$ do Núcleo

$$A_e A_w = \frac{L \cdot I_{ep_{\max}} \cdot I_{rms_{\max}}}{K_w \cdot B_{\max} \cdot J_{\max}} = \frac{220\mu\text{H} \cdot 109,46\text{A} \cdot 77,40\text{A}}{0,7 \cdot 0,25\text{T} \cdot 350\text{A} / \text{cm}^2} \times 10^4 [\text{cm}^4] \quad (2.100)$$

$$A_e A_w = 304,30\text{cm}^4 \quad (2.101)$$

Como o maior núcleo disponível, no momento, era o EE65/39 da THORNTON utilizou-se 12 núcleos no total, associando-se em série para aumentar o valor da indutância e em paralelo para que o núcleo não entre em saturação. O núcleo foi especificado levando-se em conta a associação série-

paralelo. Isto quer dizer que em cada indutor passará um sexto da corrente total e apresentará 3 vezes o valor da indutância total.

$$A_e A_{w1} = \frac{(6 \cdot L) \cdot \left(\frac{I_{e_{pmax}}}{6} \right) \cdot \left(\frac{I_{e_{rmsmax}}}{6} \right)}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{L \cdot I_{e_{pmax}} \cdot I_{e_{rmsmax}}}{6 \cdot K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 50,72 \text{ cm}^4 \quad (2.102)$$

$$A_e A_{w2} = \frac{\left(\frac{6 \cdot L}{2} \right) \cdot \left(\frac{I_{e_{pmax}}}{6} \right) \cdot \left(\frac{I_{e_{rmsmax}}}{6} \right)}{K_u \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = \frac{(3L) \cdot I_{e_{pmax}} \cdot I_{e_{rmsmax}}}{36 \cdot K_u \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 25,36 \text{ cm}^4 \quad (2.103)$$

O núcleo mais próximo, disponível foi o EE-65/39 com $A_e = 7,98 \text{ cm}^2$ e $A_w = 3,70 \text{ cm}^2$ tal que $A_e A_w = 29,525 \text{ cm}^4$, o que fica bastante próximo do valor calculado sem necessitar de ajustes.

2.12.3.3 Cálculo do Número de Espiras

$$N = \frac{(3L) \cdot \left(\frac{I_{e_{rmsmax}}}{6} \right)}{B_{max} \cdot A_e} = \frac{(3 \cdot 220 \mu\text{H}) \cdot \left(\frac{77,40 \text{ A}}{6} \right)}{0,25 \text{ T} \cdot 7,98 \text{ cm}^2} \times 10^4 [\text{espiras}] = 43 \quad (2.104)$$

2.12.3.4 Cálculo do entreferro

$$l_e = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{(3L)} = \frac{43^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 7,98 \text{ cm}^2}{660 \cdot 10^{-6} \text{ H}} = 2,81 \text{ mm} \quad (2.105)$$

$$\frac{l_e}{2} = 1,4 \text{ mm} \quad (2.106)$$

2.12.3.5 Cálculo da bitola do fio

$$S = \frac{I_{e_{rmsmax}}}{J_{max}} = \frac{77,40 \text{ A}}{350 \text{ A/cm}^2} = 0,2211 \text{ cm}^2 \quad (2.107)$$

Esta área corresponde a 27 fios 18AWG ou 68 fios 22AWG.

Como serão divididos em 6 indutores em paralelo então:

$$S_I = \frac{\left(\frac{I_{rms_{max}}}{6} \right)}{J_{max}} = \frac{77,40 A}{6 \cdot 350 A / cm^2} = 0,03685 cm^2 \quad (2.108)$$

Esta área corresponde a 5 fios 18AWG ou 11 fios 22AWG.

Utilizou-se o fio **22AWG**.

2.12.4 Cálculo do Capacitor de Saída

$$f_{os} = 120 Hz \quad (2.109)$$

$$V_{osp} = \frac{5\% \cdot V_s}{2} = 7,75V \quad (2.110)$$

$$C_{omin} = \frac{P_s}{2 \cdot \pi \cdot f_{os} \cdot V_s \cdot V_{osp}} = \frac{10kW}{2 \cdot \pi \cdot 120 Hz \cdot 310V \cdot 7,75V} = 5,52mF \quad (2.111)$$

Utilizou-se:

$$C_o = 6,6mF \quad (2.112)$$

2.12.5 Elementos Externos ao Circuito Integrado UC3854

2.12.5.1 Especificação de R116

Adotou-se:

$$R_{116} = 15k\Omega \quad (2.113)$$

2.12.5.2 Especificação de R100 ("Shunt")

$$\text{Especifica-se a máxima tensão sobre o "shunt": } V_{sh_{max}} = 1,25V \quad (2.114)$$

$$R_{sh} = \frac{V_{sh_{max}} \cdot K_{hall}}{I_{e_{pmax}}} = \frac{1,25V \cdot 1000}{109,46 A} = 11,4\Omega = 12\Omega \quad (2.115)$$

2.12.5.3 Cálculo de R101 e R102

$$R_{101min} = \frac{I_{e_{pmax}} \cdot R_{116} \cdot \left(\frac{R_{sh}}{K_{hall}} \right)}{1,875} = \frac{109,46 A \cdot 15k\Omega \cdot \left(\frac{12\Omega}{1000} \right)}{1,875} = 10,51k\Omega \quad (2.116)$$

Escolhe-se:

$$R_{101} = R_{102} = 22k\Omega \quad (2.117)$$

2.12.5.4 Cálculo de C105

Calculando:

$$C_{105} = \frac{1,25}{R_{116} \cdot f_{ch}} = \frac{1,25}{15K\Omega \cdot 18kHz} = 4,63nF \quad (2.118)$$

Adotou-se:

$$C_{105} = 4,7nF \quad (2.119)$$

2.12.6 Cálculo do Compensador de Corrente

2.12.6.1 Especificação da Frequência de Cruzamento e Frequência do Zero

Escolheu-se um frequência de cruzamento igual a 20 vezes à frequência de entrada do conversor (120Hz).

$$\omega_{cc} = 20 \cdot 2\pi \cdot f_e = 20 \cdot 2\pi \cdot 120Hz = 15.072,00rad / s = 2,4kHz \quad (2.120)$$

O zero foi escolhido em um décimo da frequência de comutação.

$$Z_c = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{ch}}{10} = \frac{2 \cdot \pi \cdot 18kHz}{10} = 11.304rad / s = 1,8kHz \quad (2.121)$$

2.12.6.2 Cálculo de R103

$$K_p = \frac{V_s}{L} = \frac{310V}{220\mu H} = 1,455 \cdot 10^6 V / H \quad (2.122)$$

$$K_c = \frac{\omega_{cc}^2}{K_p \cdot \sqrt{\omega_{cc}^2 + Z_c^2}} = \frac{15.972^2}{1,455 \cdot 10^6 \sqrt{15.072^2 + 11.304^2}} = 8,96 \cdot 10^{-3} \quad (2.123)$$

$$R_{103} = \frac{K_c - \frac{(R_{sh} / K_{hall})}{V_{ramp}}}{(R_{sh} / K_{hall})} \cdot V_{ramp} \cdot R_{102} \quad (2.124)$$

$$R_{103} = \frac{8,96m(rad / s)^2 - (12\Omega / 1000)}{12\Omega / 1000} \cdot 5,2V \cdot 22k\Omega = 63,42k\Omega \quad R_{103} = 68k\Omega \quad (2.125)$$

2.12.6.3 Cálculo de C101

$$C_{101} = \frac{1}{Z_c \cdot (R_{103} + R_{102})} = \frac{1}{11.304 \cdot (68k + 22k)} = 982pF \quad C_{101} = 820pF \quad (2.126)$$

2.12.7 Malha de Tensão

Para a malha de tensão tem-se a seguinte relação:

$$R_{106} \cdot C_{103} = \frac{10 \cdot V_{osp} \cdot V_{ref}}{2\pi \cdot f_{os} \cdot V_o} \quad (2.127)$$

2.12.7.1 Definição de C103, Vref e Va

$$C_{103} = 100nF \quad V_{ref} = 7,5V \quad V_a = 4V \quad (2.128)$$

2.12.7.2 Cálculo de R106

$$R_{106} = \frac{10 \cdot V_{osp} \cdot V_{ref}}{2\pi \cdot f_s \cdot V_o \cdot C_{103}} = \frac{10 \cdot 7,75V \cdot 7,5V}{2\pi \cdot 120Hz \cdot 310V \cdot 100nF} = R_{106} = 24,88k\Omega \quad (2.129)$$

$$R_{106} = 27k\Omega \quad (2.130)$$

2.12.7.3 Cálculo da Frequência de Cruzamento da Malha de Tensão

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{P_o \cdot V_{ref}}{V_o^2 \cdot V_a \cdot C_o \cdot R_{106} \cdot C_{103}}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{10kW \cdot 7,5V}{310^2 \cdot 4V \cdot 6,6mF \cdot 27k\Omega \cdot 100nF}} \quad (2.131)$$

$$f_c = 16,67Hz \quad (2.132)$$

2.12.7.4 Cálculo de R107, resistor de realimentação da malha de tensão

$$R_{107} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_{103}} = \frac{1}{2\pi \cdot 16,67 \text{ Hz} \cdot 100 \text{ nF}} = 96,29 \text{ k}\Omega \quad R_{107} = 150 \text{ k}\Omega \quad (2.133)$$

2.12.8 Cálculo de R108, Limitador de Pico de Corrente. ("peak limit")

2.12.8.1 Especificação do Nível de Corrente em que a Proteção Deve Atuar

$$I_{prot} = 115 \text{ A} \quad (2.134)$$

2.12.8.2 Definição de R109

$$R_{109} = 10 \text{ k}\Omega \quad (2.135)$$

2.12.8.3 Cálculo de R108 e R117

$$R_{108} = \frac{\left(\frac{I_{prot}}{K_{hall}} \right) \cdot R_{sh} \cdot R_{109}}{V_{ref}} = \frac{\left(\frac{115 \text{ A}}{1000} \right) \cdot 12 \Omega \cdot 10 \text{ k}\Omega}{7,5 \text{ V}} \quad R_{108} = 1,84 \text{ k}\Omega \quad (2.136)$$

$$R_{108} = 1,8 \text{ k}\Omega \quad (2.137)$$

O resistor R_{117} deve servir de ajuste fino para aumentar o nível de atuação da proteção se for necessário.

2.12.9 Cálculo do Filtro para o Valor Proporcional da Tensão de Entrada

$$R_{111} = \frac{V_{ep} + 6 \text{ V}}{400 \mu\text{A}} \quad R_{111} = \frac{226 \text{ V} + 6 \text{ V}}{400 \mu\text{A}} \quad R_{111} = 580 \text{ k}\Omega \quad R_{111} = 560 \text{ k}\Omega \quad (2.138)$$

$$R_{110} = \frac{R_{111}}{4} \quad R_{110} = \frac{580 \text{ k}\Omega}{4} \quad R_{110} = 140 \text{ k}\Omega \quad R_{110} = 150 \text{ k}\Omega \quad (2.139)$$

2.12.10 Cálculo do Capacitor Temporizador de Partida C104

2.12.10.1 Especificação para o Tempo de Atraso entre o Momento em que o Equipamento Foi Ligado até o Acionamento do IGBT

$$t_{part} = 1\text{seg} \quad (2.140)$$

2.12.10.2 Cálculo de C104

$$C_{104} = \frac{7 \cdot 10^6 \cdot t_{part}}{V_{ref}} \quad C_{104} = \frac{7 \cdot 10^6 \cdot 1\text{seg}}{7,5V} \quad C_{104} = 0,933\mu F \quad C_{104} = 1\mu F \quad (2.141)$$

2.12.11 Traçado das Funções de Transferência da Malha de Corrente

2.12.11.1 Função de Transferência de Malha Aberta, FTLA

A expressão que representa o controlador de corrente é mostrado abaixo:

$$C_i(S) = \frac{R_{sh} / K_{hall}}{V_{ramp}} \cdot \frac{R_{102} + R_{103}}{R_{102}} \cdot \frac{\left(S + \frac{1}{(R_{102} + R_{103}) \cdot C_{103}} \right)}{S} \quad (2.142)$$

$$FTLA(S) = \frac{V_s \cdot \left(\frac{R_{sh}}{K_{hall}} \right)}{L \cdot V_{ramp}} \cdot \frac{(R_{102} + R_{103})}{R_{102}} \cdot \frac{(S + \omega_z)}{S^2} \quad (2.143)$$

Na Figura 2.23 tem-se o traçado do diagrama de Bode da função de laço aberto do conversor.

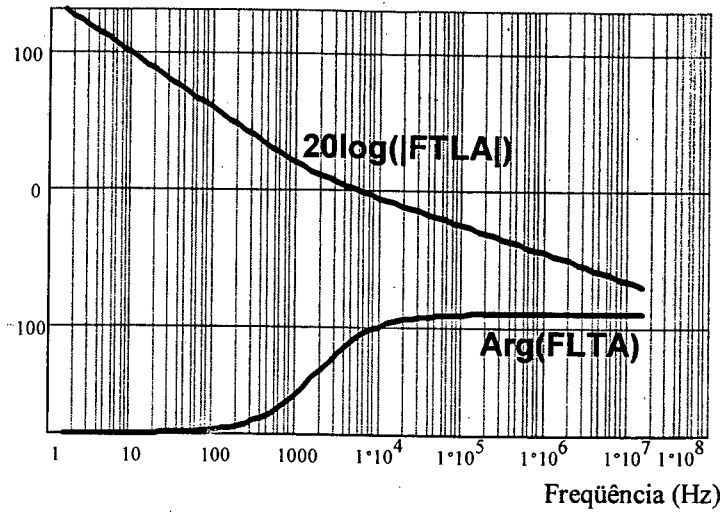


Figura 2.23 - Diagrama de Bode do conversor.

2.12.12 Especificação dos Diodos de Saída

2.12.12.1 Cálculo da Corrente Média

$$I_{d_{md}} = \frac{P_o}{V_o} \quad I_{d_{md}} = \frac{10kW}{310V} \quad I_{d_{md}} = 32,26 A \quad (2.144)$$

2.12.12.2 Cálculo da Tensão Reversa Máxima

$$V_{d_{revmax}} = 1,2 \cdot V_o = 1,2 \cdot 310V = 372V \quad (2.145)$$

2.12.12.3 Escolha do Diodo

Com base nos dados acima escolhe-se dois diodos APT 60D60 em paralelo.

2.12.13 Corrente Eficaz no Diodo

$$I_{D_{ef}} = I_{e_p} \sqrt{\frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o}} \quad I_{D_{ef}} = 93,04 A \sqrt{\frac{4}{3\pi} \cdot \frac{226V}{310V}} = 51,77 A \quad (2.146)$$

2.12.14 Corrente Eficaz no Capacitor de Saída

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{I_{D_{ef}}^2 - I_{D_{md}}^2} \quad I_{C_{ef}} = \sqrt{(51,76 A)^2 - (32,26 A)^2} = 40,485 A \quad (2.147)$$

2.12.15 Especificação do Transistor de Potência

2.12.15.1 Cálculo da Corrente Média Sobre o Transistor

Calcula-se a corrente média nominal do interruptor.

$$I_{s_{md}} = I_{e_{md}} - I_{D_{md}} \quad I_{s_{md}} = 59,26 A - 32,26 A = 27,00 A \quad (2.148)$$

Calcula-se a corrente máxima no interruptor.

$$I_{s_{md_{max}}} = I_{e_{md_{max}}} - I_{D_{md}} \quad I_{s_{md}} = 69,72 A - 32,26 A = 37,46 A \quad (2.149)$$

2.12.15.2 Cálculo da Corrente Eficaz Sobre o Transistor

Calcula-se a corrente nominal eficaz no interruptor.

$$I_{s_{ef}} = I_{e_p} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{e_p}}{V_o}} \quad I_{s_{ef}} = 93,04 A \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{226V}{310V}} = 40,60 A \quad (2.150)$$

Calcula-se a corrente máxima eficaz no interruptor.

$$I_{s_{ef_{max}}} = I_{e_{p_{max}}} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{V_{e_{p_{min}}}}{V_o}} \quad I_{s_{ef}} = 109,46 A \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{136V}{310V}} = 61,31 A \quad (2.151)$$

2.12.15.3 Cálculo da Corrente de Pico Sobre o Transistor

$$I_{s_{p_{max}}} = I_{e_{p_{max}}} = 109,46 A \quad (2.152)$$

2.12.15.4 Cálculo da Tensão de Bloqueio Máxima Sobre o Transistor

$$V_{s_{max}} = 1,2 \cdot V_s = 1,2 \cdot 310V = 372V \quad (2.153)$$

2.12.16 Cálculo do Circuito de Ajuda a Comutação, “Snubber”

$$C_{sb} = \frac{I_{e_{ef}} \cdot (t_s + t_d)}{V_o} \quad C_{sb} = \frac{65,81 A \cdot (500ns + 500ns)}{310V} \quad C_{sb} = 212,3nF \quad C_s = 180nF \quad (2.154)$$

2.12.16.1 Cálculo do Resistor

Cálculo do menor tempo em condução do transistor.

$$D_{min} = 0,1 \quad (2.155)$$

$$t_{on_{min}} = D_{min} \cdot T_{ch} \quad t_{on_{min}} = 0,1 \cdot 55,5 \mu s \quad t_{on_{min}} = 5,55 \mu s \quad (2.156)$$

Cálculo do resistor:

$$R_{sb} = \frac{t_{on_{min}}}{3 \cdot C_{sb}} \quad R_{sb} = \frac{5,55 \mu s}{3 \cdot 180 nF} \quad R_{sb} = 10,27 \Omega \quad (2.157)$$

adotou-se:

$$R_{sv} = 9 \Omega. \quad (2.158)$$

2.12.16.2 Cálculo da Corrente de Pico

$$I_{sb_p} = \frac{V_o}{R_{sb}} \quad I_{sb_p} = \frac{310V}{9 \Omega} \quad I_{sb_p} = 34,45 A \quad (2.159)$$

2.12.16.3 Cálculo da Potência Dissipada no "Snubber"

$$P_{sb} = \frac{1}{2} \cdot C_{sb} \cdot V_o^2 \cdot f_s \quad P_{sb} = \frac{1}{2} \cdot 180 nF \cdot (310V)^2 \cdot 18 kHz \quad P_{sb} = 155,7 W \quad (2.160)$$

2.12.17 Circuito de Ajuda a Comutação Regenerativo

$$f_r \geq 10 \cdot f_s \quad f_r = 10 \cdot f_{ch} \quad f_r = 10 \cdot 18 kHz \quad f_r = 180 kHz \quad (2.161)$$

$$I_{lr_p} \leq 0,3 \cdot I_{e_p} \quad I_{lr_p} = 0,3 \cdot I_{e_p} \quad I_{lr_p} = 0,3 \cdot 109,46 A \quad I_{lr_p} = 32,84 A \quad (2.162)$$

$$L_r = \frac{V_o}{2\pi \cdot I_{lr_p} \cdot f_r} \quad L_r = \frac{310V}{2\pi \cdot 32,84 \cdot 180 kHz} \quad L_r = 8,35 \mu H \quad L_r = 10 \mu H \quad (2.163)$$

$$C_r = L_r \cdot \left(\frac{I_{lr_p}}{V_o} \right)^2 \quad C_r = 10 \mu H \cdot \left(\frac{32,84 A}{310V} \right)^2 \quad C_r = 112 nF \quad (2.164)$$

$$C_{r1} = C_{r2} = 2 \cdot C_r \quad C_{r1} = 2 \cdot 112 nF \quad C_{r1} = 224 nF \quad (2.165)$$

2.12.18 Cálculo das Perdas

2.12.18.1 Cálculo das Perdas no Transistor

2.12.18.1.1 Cálculo das Perdas em Condução

$$P_{s_{cond}} = V_{s_{sat}} \cdot I_{s_{md}} \quad P_{s_{cond}} = 2,75V \cdot 27,05 A \quad P_{s_{cond}} = 74,39W \quad (2.166)$$

$$P_{s_{cond_{max}}} = V_{s_{sat}} \cdot I_{s_{md_{max}}} \quad P_{s_{cond}} = 2,75V \cdot 37,46 A \quad P_{s_{cond}} = 103,02W \quad (2.167)$$

2.12.18.1.2 Cálculo das Perdas em Comutação

$$I_{s_{com_{md}}} = I_{e_{p_{max}}} \cdot \frac{2}{\pi} \quad I_{s_{com_{md}}} = 109,46 A \cdot \frac{2}{\pi} \quad I_{s_{com_{md}}} = 69,72 A \quad (2.168)$$

$$V_{s_{ds_{abert}}} = V_o = 310V \quad (2.169)$$

$$P_{s_{com}} = \frac{f_s}{2} (t_{sub} + t_{desc}) I_{com_{md}} V_{s_{ds_{abert}}} \quad (2.170)$$

$$P_{s_{com}} = \frac{18kHz}{2} \cdot (500ns + 500ns) \cdot 59,26 A \cdot 310V = 165,33V \quad (2.171)$$

$$P_{s_{com_{max}}} = \frac{f_s}{2} (t_{sub} + t_{desc}) I_{com_{md_{max}}} V_{s_{ds_{abert}}} \quad (2.172)$$

$$P_{s_{com_{max}}} = \frac{18kHz}{2} \cdot (500ns + 500ns) \cdot 69,72 \cdot 310V = 194,42W \quad (2.173)$$

Levando-se em consideração os valores máximos da corrente média, corrente eficaz, tensão, perdas por comutação e perdas por condução, escolheu-se o *IGBT AEG 300F600*. Este IGBT tem como corrente nominal 300A médios e como tensão nominal 600V.

2.12.18.2 Cálculo das Perdas por Condução no Diodo

$$V_{d_{cond}} = IV \quad (2.174)$$

$$P_{d_{con}} = V_d \cdot I_{d_{md}} \quad P_{d_{con}} = IV \cdot 32,26 A \quad P_{d_{con}} = 32,16W \quad (2.175)$$

2.12.18.3 Cálculo das Perdas no “Snubber”

$$P_{sb} = \frac{1}{2} \cdot C_{sb} \cdot V_o^2 \cdot f_{ch} \quad P_{sb} = \frac{1}{2} \cdot 180nF \cdot (310V)^2 \cdot 18kHz \quad P_{sb} = 155,68W \quad (2.176)$$

2.12.18.4 Perdas na Ponte Retificadora de Diodos

$$I_{dpt_{md}} = 0,9 \cdot I_{ef} \quad I_{dpt_{md}} = 0,9 \cdot 65,79A \quad I_{dpt_{md}} = 59,21A \quad (2.177)$$

$$P_{dpt_{total}} = 2 \cdot V_d \cdot I_{dpt_{md}} \quad P_{dpt_{total}} = 2 \cdot IV \cdot 59,21A \quad P_{dpt_{total}} = 118,42W \quad (2.178)$$

$$P_{dpt_{total_{max}}} = 2 \cdot V_d \cdot I_{dpt_{md_{max}}} \quad P_{dpt_{total}} = 2 \cdot IV \cdot 65,72A \quad P_{dpt_{total}} = 131,44W \quad (2.179)$$

2.12.18.5 Total das Perdas

Com “Snubber” dissipativo:

$$P_{perdas_{totais}} = P_{s_{cond}} + P_{s_{com}} + P_{dpt_{total}} + P_d + P_{sb} \quad (2.180)$$

$$P_{perdas_{totais}} = 74,39W + 165,33W + 118,42W + 32,16W + 155,68W = 545,98W \quad (2.181)$$

$$P_{perdas_{totais_{max}}} = P_{ch_{s_{max}}} + P_{s_{com_{max}}} + P_{dpt_{total_{max}}} + P_{d_{max}} + P_{sb} \quad (2.182)$$

$$P_{perdas_{totais}} = 103,02W + 194,42W + 131,44W + 32,16W + 155,68W = 611,72W \quad (2.183)$$

Com “Snubber” regenerativo:

$$P_{perdas_{totais}} = P_{s_{cond}} + P_{s_{com}} + P_{dpt_{total}} + P_d \quad (2.184)$$

$$P_{perdas_{totais}} = 74,39W + 165,33W + 118,42W + 32,16W \quad P_{perdas_{totais}} = 390,3W \quad (2.185)$$

$$P_{perdas_{totais_{max}}} = P_{s_{cond_{max}}} + P_{s_{com_{max}}} + P_{dpt_{total_{max}}} + P_{d_{max}} \quad (2.186)$$

$$P_{perdas_{totais}} = 103,02W + 194,42W + 131,44W + 32,16W = 461,04W \quad (2.187)$$

2.12.18.6 Distribuição das Perdas Calculadas

A tabela 3.1 mostra a distribuição das perdas em watts no conversor utilizando-se “Snubber” dissipativo.

Componente	Perda
Interruptor condução	74,39W
Interruptor comutação	165,33W
Diodo condução	32,16W
Ponte retificadora	118,42W
Snubber	155,68W
Total das Perdas	545,98W

Tabela 2.2 - Distribuição da perdas no conversor Boost com “snubber” dissipativo.

Com o gráfico da Figura 2.24 pode-se ver, com mais nitidez, a distribuição das perdas. Constata-se que 58% destas estão no “Snubber” e na comutação. Para eliminar as perdas no “Snubber” utilizou-se o “Snubber” regenerativo. Em relação as perdas por comutação poderia se pensar em uma comutação não dissipativa, no entanto, a maioria destas técnicas acrescentam mais um interruptor à estrutura, geralmente de mesmo porte do interruptor utilizado, elevando o custo total.

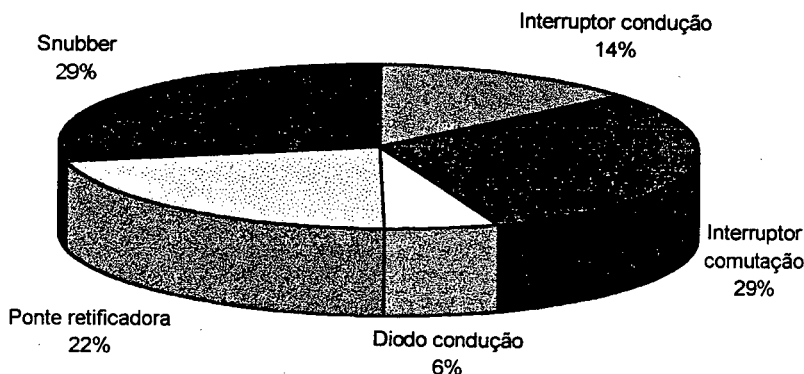


Figura 2.24. - Distribuição teórica das perdas com circuito “Snubber dissipativo”.

Componente	Perda
Interruptor condução	74,39W
Interruptor comutação	165,33W
Diodo condução	32,16W
Ponte retificadora	118,42W
Total das Perdas	390,30W

Tabela 2.3 - Distribuição da perdas no conversor Boost com “snubber” regenerativo.

Com a utilização do “Snubber” regenerativo pode-se ter uma redução nas perdas, equivalente a potência dissipada no “Snubber” dissipativo (155,68W). Isso representa uma melhora no rendimento de 1,4%. Elevando o rendimento, na potência nominal, de 94,82% para 96,24%. A distribuição das perdas estimadas é mostrada na Figura 2.25.

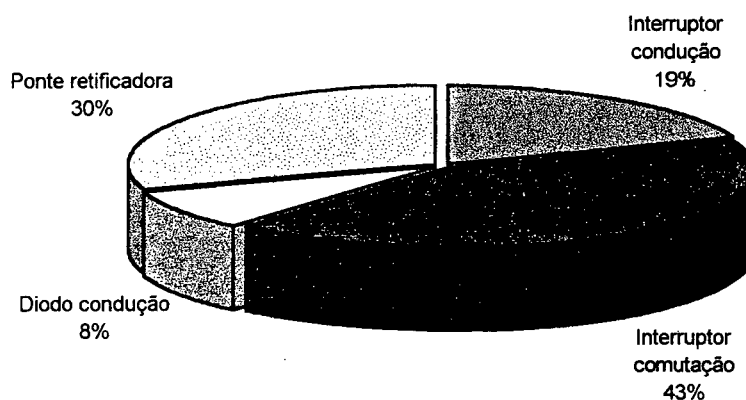


Figura 2.25- Distribuição teórica das perdas com circuito “Snubber” regenerativo.

A maior parcela das perdas, 43%, agora está na comutação do interruptor. Poderia-se pensar em utilizar um interruptor mais rápido, não fosse o problema da recuperação reversa no diodo de saída.

2.13 SIMULAÇÃO

Para validar o projeto apresentado no item 3.4 fez-se uma simulação por computador utilizando o software Pspice 4.05 [11]. A listagem dos dados de entrada é mostrada na Tabela 2.4

circuito boost com alto fator de potencia-CCM	x1 7 8 p1 n1 10 lm741*
*Parte de Potencia	vp1 p1 0 16
vin 1 2 sin(0 220 60 0 0 0)	vn1 n1 0 -16
dr1 1 3 diodo	x2 10 11 p2 0 12 0 lm311
dr2 2 3 diodo	rpu p1 12 1k
dr3 6 1 diodo	vp2 p2 0 16
dr4 6 2 diodo	rco 12 0 1000k
s1 4 0 12 0 chave	*fonte rampa
lb 3 4 200uH	vx 11 0 pulse(0 5.5 0 54.9u 1p 1p 55u)
db 4 5a MUR850	*fonte de corrente auxiliar
lpara 5a 5 140nH	ix 13 14 sin(0 54.5u 60 0 0 0)
cx 5a 0 7.5nF	dc1 13 7 diodo
rsh 0 6 12m	dc2 14 7 diodo
co 5 0 6.6m	dc3 0 13 diodo
ro 5 0 9ohms	dc4 0 14 diodo
*snubber regenerativo	.model chave vswitch(ron=.1 roff=1e7 von=3 voff=2)
Cr2 5a sb1 112nF	.model diodo d(rs=.1 vj=0.7)
Cr1 Sb2 4 112nF	.ic v(5)=310v v(12)=16v
Da2 4 sb1 diodo	.lib d:\ps45\linear.lib
Da1 sb2 5a diodo	.lib d:\ps45\diode.lib
Dr sb1 sb3 diodo	.tran 25u 5ms 0m .1u uic; *isps*
Lr sb3 sb2 10uH	.options itl4=60 itl5=0 abstol=0.01mA reltol=0.02
controle	vntol=.4mv; *ipsp*
r1 7 6 22k	.probe v(vin) i(vin) i(lb) i(lr) v(s1) i(s1) i(db)
ri 0 8 68k	.end
rf 9 10 1.2nF	

Tabela 2.4 - Listagem de simulação.

2.13.1 Resultados da Simulação

2.13.1.1 Tensão e Corrente na Entrada do Conversor

A corrente de entrada $i_e(t)$ mostrada na Figura 2.26 apresenta $TDH = 0,7\%$, $\cos\Phi = 0,9999$ resultando em um $FP = 9975$.

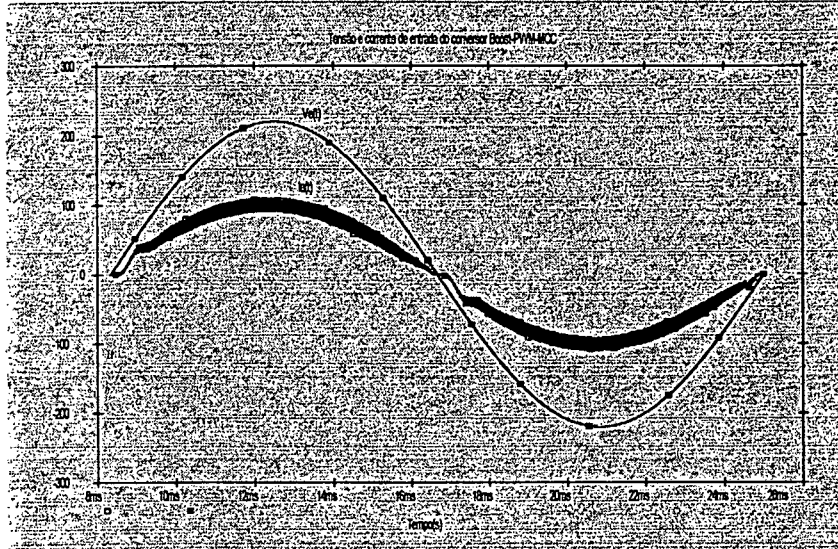


Figura 2.26 - Corrente e tensão de entrada do conversor Boost-PWM-MCC.

Na forma de onda da corrente, mostrada na Figura 2.26, há uma pequena distorção logo após o cruzamento da corrente por zero. Isto é devido ao posicionamento do capacitor de filtro, colocado no lado CC, após a ponte retificadora. Uma vez que o capacitor seja colocado no lado CA a distorção é eliminada.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE $I_e(t)$

DC COMPONENT = $-5.014766E-03$

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	$6.000E+01$	$7.696E+01$	$1.000E+00$	$-2.252E-01$	$0.000E+00$
2	$1.200E+02$	$2.852E-02$	$3.706E-04$	$-1.797E+02$	$-1.795E+02$
3	$1.800E+02$	$2.161E+00$	$2.808E-02$	$-1.215E+02$	$-1.213E+02$
4	$2.400E+02$	$2.923E-02$	$3.797E-04$	$1.450E+02$	$1.452E+02$
5	$3.000E+02$	$1.752E+00$	$2.276E-02$	$-1.454E+02$	$-1.452E+02$
6	$3.600E+02$	$4.696E-02$	$6.102E-04$	$1.380E+02$	$1.382E+02$
7	$4.200E+02$	$1.477E+00$	$1.919E-02$	$-1.692E+02$	$-1.690E+02$
8	$4.800E+02$	$2.250E-02$	$2.924E-04$	$1.095E+02$	$1.097E+02$
9	$5.400E+02$	$1.200E+00$	$1.559E-02$	$1.665E+02$	$1.668E+02$

TOTAL HARMONIC DISTORTION = $4.380418E+00$ PERCENT

Tabela 2.5 - Análise harmônica da corrente de entrada.

2.13.1.2 Corrente e Tensão no Interruptor

Pode-se perceber visualmente que a corrente mostrada na Figura 2.27 apresenta uma ondulação quando o interruptor entra em condução, o que é devido a utilização do “snubber” regenerativo.

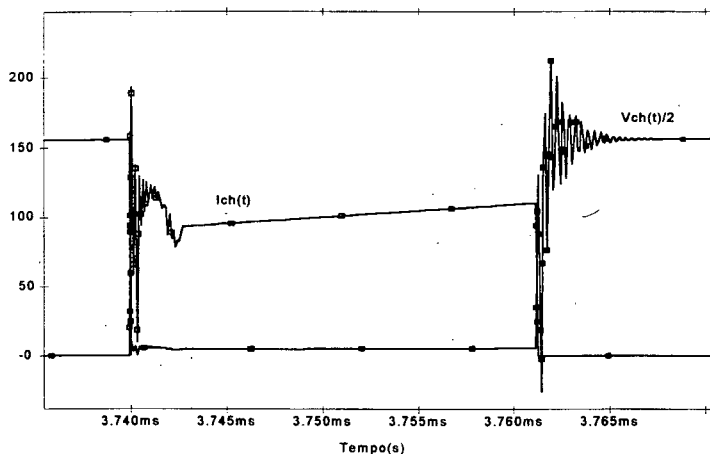


Figura 2.27- Tensão e corrente no interruptor.

2.13.1.3 Corrente no Indutor Boost L

A corrente de entrada mostrada na Figura 2.26 apresenta um $\Delta I = 20A$ como mostra a Figura 2.28. O valor de ΔI especificado no projeto foi de $18,61A$, tendo assim uma boa aproximação.

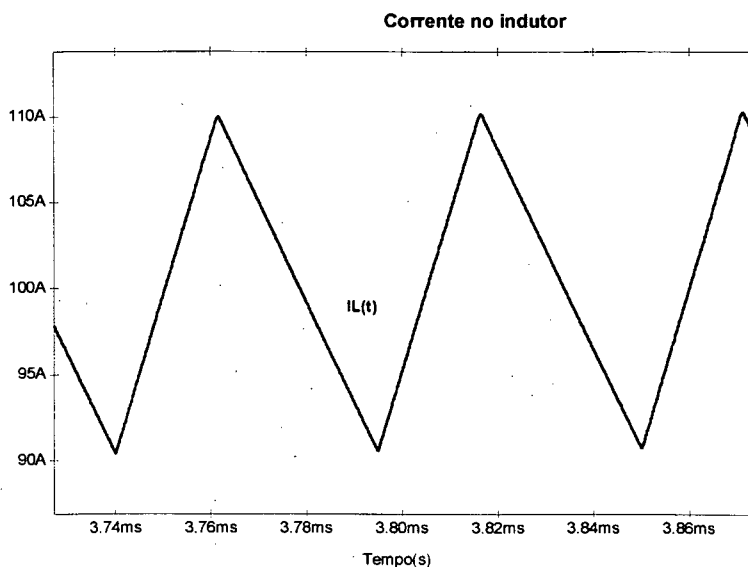


Figura 2.28- Ondulação corrente no indutor.

2.13.2 Validação do Projeto

Faz-se aqui, uma comparação entre alguns parâmetros especificados no projeto e os resultados obtidos na simulação.

Parâmetro	Especificado ou calculado no projeto	Simulação sem "Snubber"	Erro	Simulação "Snubber" Regenerativo	Erro
I_{ef}	65,79A	65,76A	-0,05%	65,67A	-0,18%
V_{omd}	310,0V	309,57V	-0,15%	309,86V	-0,05%
V_{osp}	7,75V	6,54V	-15,6%	6,54V	-15,60%
I_{smd}	27,00A	25,70A	-4,82%	25,50A	-5,55%
I_{dmd}	32,26A	32,45A	+0,59%	32,47A	+0,65%
I_{sef}	40,60A	43,00A	+5,9%	42,18A	+3,90%
I_{cef}	40,48AA	40,86A	+0,94%	39,93A	-1,36%
I_{def}	51,76A	51,89A	+0,25%	51,65A	-0,21%

Tabela 2.6- Comparação dos valores projetado e simulado.

Observando os dados na Tabela 2.6 pode-se dizer que as equações adotadas foram validadas. Todas as comparações apresentaram erro menor que 6%, exceto, a ondulação no capacitor que apresentou um erro de -15,6%.

2.14 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram listadas as aplicação do conversor CA-CC boost-PWM-MCC com controle por valores médios instantâneos para 10kW.

Na metodologia de projeto foram apresentados o desenvolvimento matemático, levantando-se o comportamento da corrente e da razão cíclica durante o período de funcionamento do conversor ($f_{de}/2$), chegando-se a uma fórmula para o cálculo da indutância e as equações utilizadas para cálculo do indutor.

Foi desenvolvido um novo equacionamento para o cálculo da corrente eficaz no interruptor, no diodo e no capacitor de saída. Desenvolveu-se uma expressão analítica para cada um destes valores.

Mostrou-se ainda, como calcular as perdas por comutação e condução no IGBT assim como as perdas nos diodos, na ponte retificadores e no “Snubber”.

Analisou-se e foram projetados tanto o circuito de ajuda à comutação regenerativo como o circuito de ajuda a comutação dissipativo, apresentando o roteiro de cálculo para seus componentes.

O circuito integrado UC3854 foi apresentado, mostrando-se sua estrutura interna e a metodologia para calcular seus elementos externos como: controlador de corrente, controlador de tensão, “feedforward”, limitador de corrente de pico, frequência de operação, etc.

As simulações apresentaram uma boa aproximação dos valores calculados com a metodologia de projeto apresentada. As formulas para a corrente eficaz no interruptor, diodo e capacitor foram validadas.

Neste capítulo estudou-se e desenvolveu-se uma metodologia de projeto para implementar um pré-regulador empregando o conversor CA-CC boost-PWM-MCC operando com controle por valores médios com : potência nominal de saída de 10kW, tensão de saída de 310V médios.

CAPÍTULO III

IGBT E CIRCUITO DE COMANDO E PROTEÇÃO

3.1 INTRODUÇÃO

Os semicondutores têm passado ao longo dos últimos anos evoluções tecnológicas. O engenheiro projetista vê-se diante de uma diversidade muito grande de semicondutores. Dentre eles estão os MOSFETs e IGBTs que são atualmente os mais utilizados na categoria de semicondutores comandados. Os MOSFETs possuem grande aplicação pela sua rapidez nas comutações. Sua limitação está na resistência de condução elevada quando há necessidade de um semicondutor de tensão elevada. Quanto mais elevadas as tensão de bloqueio dos MOSFETs, maior será a resistência de condução. Os IGBTs possuem tensão de condução (V_{CEsat}) baixa entre seus terminais, portanto tem menores perdas em condução. No entanto, sua limitação está na rapidez de comutação o que eleva as perdas em comutação. Tanto o IGBT como o MOSFET possuem uma alta impedância do “gate”, o que simplifica o circuito de comando, por necessitar de pequena energia para o seu controle.

Os circuitos de comando também têm evoluído, pois conseguem proteger o semicondutor contra curto-circuito e conseqüentemente, contra a destruição.

3.2 RAZÃO A PARA ESCOLHA DO IGBT

As características básicas que são mais desejadas em um interruptor de estado sólido são: rapidez de comutação, circuito de comando simples e baixas perdas de condução.

Para aplicação em baixa tensão os MOSFETs de potência oferecem resistência de condução, R_{Dson} , extremamente baixa e rapidez de comutação elevada. Em um MOSFET de potência a resistência de condução é diretamente proporcional à tensão de ruptura.

Os transistores Bipolares (BJTs) possuem um tempo de estocagem elevado o que resulta em uma limitação da frequência de comutação. No entanto, eles possuem elevada capacidade de condução de corrente, mas precisam de excessiva energia para o seu controle.

Combinando as baixas perdas em condução de um BJT com a velocidade de comutação de um MOSFET surge o “*Insulated Gate Bipolar Transistor*” (IGBT).

Os MOSFETs são freqüentemente usados por requerer circuitos de comando simples. Como a estrutura de ambos os dispositivos (IGBT e MOSFET) são muito similares, a troca para IGBTs muitas vezes pode ser feita sem a necessidade de reprojetar o circuito de comando.

A estrutura do IGBT (Figura 3.1) é similar a aquela de um MOSFET de potência (Figura 3.2). Um IGBT é de fato uma variação da tecnologia MOSFET. Uma diferença entre um MOSFET e um IGBT é o substrato do material de base. No MOSFET o substrato é N+ e no IGBT o substrato é P+.

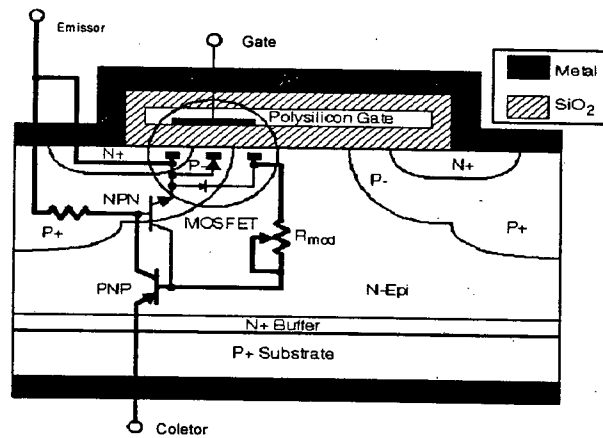


Figura 3.1 - Seção Transversal e esquema equivalente de um célula IGBT canal N.

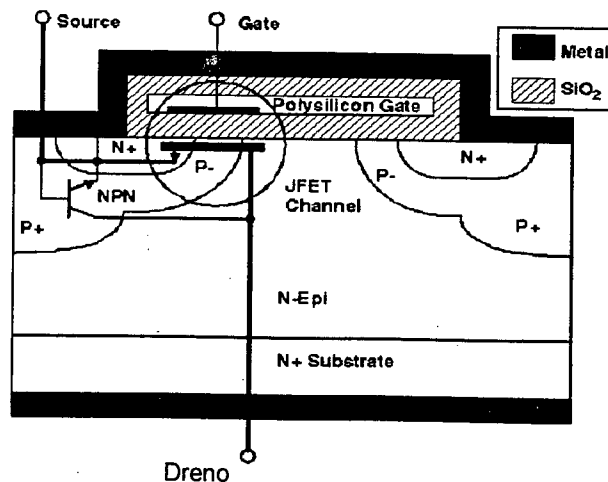


Figura 3.2 Seção Transversal e esquema equivalente de um célula MOSFET canal N.

A estrutura física de um transistor *IGBT* canal N é mostrada na figura 3.1. Consiste basicamente de quatro camadas: substratos P+, N-base, P-base e N+. A sua construção é baseada no semicondutor de silício (Si). Para mudar suas características elétricas e torná-lo um melhor condutor, é realizado o processo de dopagem, que consiste na adição, ao semicondutor, de elementos químicos em pequena proporção. A estrutura é constituída de camadas de substratos que são chamados P e N. O substrato tipo P é obtido dopando o silício com elementos químicos trivalentes (três elétrons na camada externa de valência), que podem ser: Boro, Gálio ou Índio. Por outro lado, o substrato tipo N é obtido dopando o silício com elementos químicos pentavalentes (cinco elétrons na camada externa de valência), que podem ser: Fósforo ou Antimônio [9].

No *IGBT*, a camada P+ é um substrato com forte dopagem de Boro (pouco resistiva) e a camada N-base é um substrato com dopagem de Fósforo (altamente resistiva). A formação da junção entre estas duas camadas permite a injeção de portadores minoritários no canal quando o *IGBT* está no estado de condução, reduzindo-se desta maneira, de modo considerável, a queda de tensão e por consequência, a potência dissipada internamente neste estado. Este processo também é conhecido como modulação de condutividade. No caso de um MOSFET, isto não é favorável, pois o canal é constituído por elementos altamente resistivos (substrato tipo N) e a maior parte das suas perdas ocorre nesta região em estado de condução, tipicamente 70% num dispositivo de 500V [9].

Devido à modulação de condutividade, o *IGBT* tem uma densidade de corrente muito maior do que o MOSFET de potência e a tensão de saturação V_{CEsat} é reduzida.

A Figura 3.3 mostra o símbolo esquemático do MOSFET e a Figura 3.4 mostra o símbolo esquemático de um *IGBT*. Nota-se que os terminais do IGBT são Coletor, Emissor (BJT) e Gate (MOSFET).

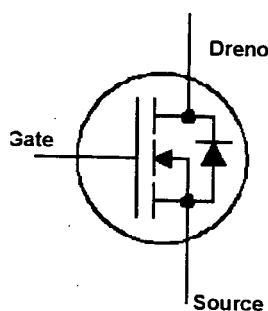


Figura 3.3 - Símbolo esquemático de um MOSFET.

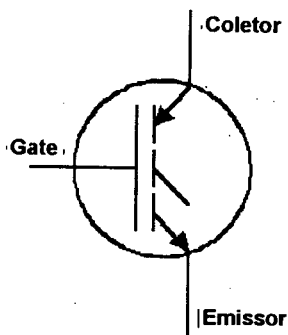


Figura 3.4 - Símbolo esquemático de um IGBT.

Uma comparação entre um IGBT e um MOSFET é feita na Figura 3.5 onde é traçada a corrente de pico no dispositivo versus a tensão nos seus terminais. Nota-se que para um IGBT e um MOSFET, com as mesmas especificações de tensão e corrente de 20A, a tensão nos terminais do IGBT é menor que a do MOSFET até aproximadamente 12A.

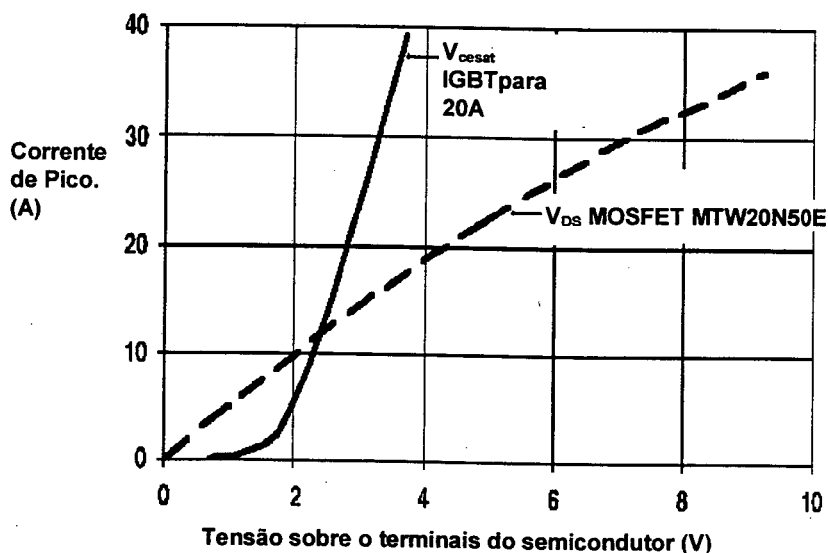


Figura 3.5 - Tensão nos terminais do semicondutor versus corrente.

Para este caso, como mostra a Figura 3.5 substituindo-se um MOSFET por um IGBT as perdas por condução serão significativamente menores acima de 12A, pois a tensão V_{CEsat} é menor que V_{ds} .

3.3 CIRCUITO DE COMANDO

3.3.1 Introdução

O circuito de comando de “gate” deve permitir uma operação adequada do interruptor *IGBT* nos estados de condução, comutação na entrada em condução e no bloqueio, proporcionando também o isolamento entre o circuito de potência, evitando sua possível destruição devido aos diferentes potenciais de tensão de coletor emissor. Com um circuito bem projetado, as perdas de condução e comutação são mínimas com moderados esforços de tensão e corrente, protegendo o dispositivo da destruição.

Nas Figura 3.6 e 3.7 são apresentados circuitos de comando isolados por transformador de pulso para acionar os interruptores *IGBTs*. Estes circuitos são capazes de aplicar pulsos de tensão gate-emissor positivo de 15V e negativo de 5V. Outro detalhe a salientar é a proteção de curto-circuito do *IGBT* por detecção de dessaturação através da tensão coletor-emissor V_{CE} . Todos os dispositivos dos circuitos são dimensionados segundo os requerimentos de potência para entrada em condução e bloqueio do *IGBT*.

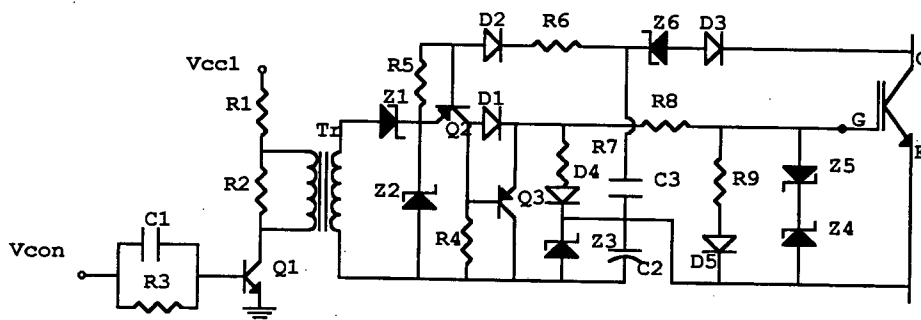


Figura 3.6 - Circuito de comando de gate Isolado com transformador de pulso e com proteção de curto-circuito para $0 \leq D \leq 0,5$.

Capacitor C_1 - é um capacitor cerâmico que permite uma rápida entrada em condução e bloqueio do transistor Q_1 , que opera na região de saturação. O valor de sua capacitância pode ser escolhida entre 3,3nF para uma frequência de 10kHz, até 680pF para uma frequência de 50KHz. Este capacitor não deve provocar uma distorção do sinal de comando gerado pelo circuito de controle, portanto, conforme este critério deve ser escolhido o seu valor.

Capacitor C_2 - é um capacitor eletrolítico que armazena energia durante a transmissão do pulso de tensão através do transformador de pulso. A tensão sobre ele é grampeada no valor da tensão de operação do zener Z_3 . Sua energia deve ser suficiente para garantir a descarga da capacitância de entrada do *IGBT*. Este capacitor comporta-se como uma fonte de tensão negativa durante todo o bloqueio do dispositivo (*IGBT*). O valor de sua capacitância pode ser determinada utilizando-se a equação 4.1:

$$C_2 > \frac{2 \cdot E_{IGBT(on)}}{V_{Z3}^2} \quad (3.1)$$

Para evitar sua descarga pela presença de outros dispositivos no circuito de comando e garantir o bloqueio do *IGBT*, deve ser escolhido um capacitor de capacitância maior que 10uF/25V.

Capacitor C_3 - permite a polarização do transistor bipolar Q_2 para que o sinal de comando transmitido pelo transformador de pulso chegue ao "gate" do *IGBT*. O *IGBT*, que inicialmente encontra-se com tensão coletor-emissor (V_{CE}) igual ou maior que o valor da fonte de tensão do circuito de potência, deve alcançar a tensão coletor-emissor de saturação V_{CEsat} antes que a tensão sobre o capacitor C_3 alcance o valor de V_{Gon} . O valor de C_3 é determinado considerando a corrente de coletor do transistor Q_2 igual à corrente de pico de "gate" I_{Gp} e de valor constante durante a comutação. Para este nível de corrente, observando a curva de característica de saída do transistor Q_2 (catálogo), é determinada a corrente de base I_{BQ2} , que também é aproximadamente constante. Portanto, com estas considerações, o capacitor C_3 carrega-se com corrente aproximadamente constante.

A tensão inicial sobre o capacitor C_3 , antes da entrada em condução do *IGBT*, é determinada pela equação 4.2:

$$V_{C3}(0) \cong V_{Z6} + V_{D3} \quad (3.2)$$

Onde:

V_{Z6} = Tensão de operação do zener Z_6 .

V_{D3} = Queda de tensão sobre o diodo D_3 durante a condução.

A variação linear de tensão sobre o capacitor é dada pela seguinte equação:

$$v_{C3}(t) = v_{C3}(t) + \left(\frac{1}{C_3} \cdot I_{BQ2}\right) \cdot t. \quad (3.3)$$

Considerando a tensão final sobre o capacitor C_3 de $0,8V_{GE(on)}$ para um tempo de duração do pulso de corrente de "gate" (t_{com}) e substituindo na equação (3.3), obtém-se o valor da capacitância

C_3 . Com esta consideração, a tensão coletor-emissor (V_{CE}) deve cair do valor máximo ao valor de saturação V_{CEsat} antes que C_3 possa carregar completamente. Quando a tensão coletor-emissor não atinge o valor de saturação durante este tempo previsto, o sinal de comando é inibido, e como consequência, o *IGBT* é bloqueado novamente. No caso da ocorrência desta situação, o valor da capacitância deve ser aumentada experimentalmente.

Assim o valor da capacitância C_3 é dada pela equação (3.4).

$$C_3 \cong \frac{I_{BQ2} \cdot t_{com}}{[0,8 \cdot V_{GE(on)}] - v_{C3}(0)} \quad (3.4)$$

Diodo D_1 - é um diodo de sinal utilizado simplesmente para polarizar o transistor de sinal Q_2 . A operação do transistor é como segue: quando o diodo conduz, o transistor é bloqueado e quando o diodo é bloqueado, o transistor conduz.

Diodo D_3 - detecta a dessaturação da tensão coletor-emissor do *IGBT*. Este diodo deve ser ultra-rápido e com tensão reversa de operação maior que a máxima tensão coletor-emissor do *IGBT*. Sua corrente média é pequena.

Diodos D_4 e D_5 - são diodos de sinal colocados em série com as resistências R_6 e R_9 para evitar perdas e descarga da energia do capacitor C_2 durante o estado bloqueado do *IGBT*.

Resistor R_1 - é utilizado para limitar a corrente de curto-circuito da fonte de tensão V_{CC1} no caso de eventual destruição do transistor Q_1 . O valor não deve ser elevado, pois pode provocar limitação do pulso de corrente de gate durante a entrada em condução do *IGBT*. Na prática recomenda-se escolher de 10Ω a 27Ω .

Resistor R_2 - é utilizado para desmagnetizar a indutância de dispersão do transformador de pulso e amortecer oscilações. O valor pode ser escolhido de $1K\Omega$ a $2K\Omega$.

Resistor R_3 - limita a corrente de base do transistor de sinal Q_1 . Ele deve ser dimensionado para permitir a operação do transistor na região de saturação. O valor de sua resistência pode ser determinada com o conhecimento da corrente do secundário do transformador após o *IGBT* ter entrado em condução e que circula através do paralelo das resistências $R_8 + R_9$ com R_4 , que é aproximadamente a mesma corrente que circula através do coletor do transistor Q_1 , quando a relação de transformação do transformador de pulso é unitária. O excesso de corrente de base neste transistor faz com que ele fique muito saturado, aumentando o tempo de estocagem, tornando lento o seu bloqueio. Na prática pode-se utilizar a eq. 3.5 para dimensionamento aproximado de R_3 .

$$R_3 \cong \frac{V_{con}}{0,03 \cdot I_{Gp}} \quad (3.5)$$

Resistor R_4 : limita a corrente de base do transistor de sinal Q_2 . O valor pode ser escolhido entre $1K\Omega$ e $2K\Omega$.

Resistor R_6 - o valor de sua resistência pode ser determinada com o conhecimento da corrente de polarização do zener Z_3 e a energia no capacitor C_2

Resistor R_8 - é o resistor de gate (R_g) que é utilizado para controlar di_c / dt e dv_{ce} / dt sobre o *IGBT*. Por outro lado, limita a corrente através dos dispositivos do circuito de comando de gate. O valor de sua resistência deve ser escolhido analisando os esforços de tensão e da corrente do *IGBT*.

Resistor R_9 - permite a descarga da capacitância gate-emissor C_{GE} do *IGBT*, quando na ausência do sinal de comando e/ou destruição do transistor Q_2 , é aplicada abruptamente uma tensão entre coletor e emissor V_{CE} . O súbito crescimento da tensão provoca uma derivada que induz uma corrente na capacitância gate-emissor C_{GE} através da capacitância coletor-gate e, como consequência, a tensão gate-emissor pode superar o valor de limiar, permitindo a entrada em condução do *IGBT*. Por este motivo, sua aplicação é recomendada principalmente quando o circuito de comando for utilizado em um braço, para evitar problemas de curto-circuito. O valor desta resistência pode ser escolhida entre 470Ω a $2K\Omega$. Os diodos zener conectados entre "gate" e emissor, somente protegem o "gate" para tensões gate-emissor acima de seu valor de operação.

Transistor Q_1 e Q_2 - devem ser dimensionados com o prévio conhecimento da corrente de pico de coletor e máxima tensão coletor-emissor.

Transformador de pulso Tr - o transformador pode ser projetado utilizando-se as equações dadas a seguir:

$$i_{ef} = I_{Gp} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \text{ [A]} \quad (3.6)$$

$$A_e A_w \cong \frac{V_{cc1} \cdot D_{max} \cdot i_{ef} \cdot 10^4}{K_p \cdot K_w \cdot J \cdot \Delta B \cdot f_{ch}} \text{ [cm}^4\text{]} \quad (3.7)$$

$$N_p \cong \frac{D_{max} V_{cc1} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_{ch}} \text{ [espiras]} \quad (3.8)$$

$$S_f \cong \frac{i_{ef}}{J} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (3.9)$$

Nota: estas equações são válidas para núcleo de ferrite tipo EE.

Zener Z_1 e Z_2 - são utilizados para desmagnetizar o transformador de pulso. O zener Z_1 limita a tensão coletor-emissor reversa do transistor Q_1 em seu valor de operação (quando a relação de transformação é unitária). Este zener pode ser dimensionado com uma tensão de operação 1,5 vezes a tensão no secundário do transformador de pulso. Quanto maior a tensão de operação de Z_1 , maior poderá ser a razão cíclica do pulso de tensão. Por outro lado, o zener Z_2 pode ser dimensionado com valor de tensão igual à tensão do secundário do transformador de pulso. O zener Z_2 , também pode ser substituído por um diodo de sinal rápido.

Zener Z_4 e Z_5 - são utilizados para evitar a destruição do IGBT pela presença de sobretensões entre "gate" e emissor, para pulsos de tensão positiva e negativa. Os valores de tensão de operação devem ser menores que a tensão de destruição gate-emissor indicados pelo fabricante ($\pm 20V$).

Zener Z_6 - permite detectar o curto-circuito com baixos valores de tensão coletor-emissor (V_{ce}). Também evita a descarga do capacitor C_3 .

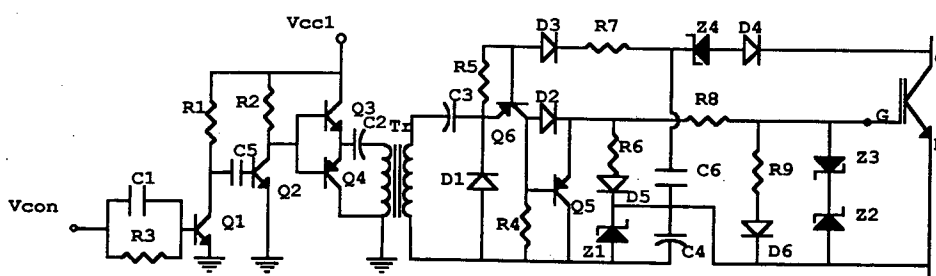


Figura 3.7 - Circuito de comando de gate isolado com transformador de Pulso e com proteção de curto-circuito para $0 \leq D \leq 1$.

A diferença entre os circuitos apresentados acima é que o primeiro opera somente com razão cíclica entre aproximadamente 0 e 0,5 e o segundo entre, aproximadamente, 0 e 1.

3.3.2 Módulo Semikron SKHI-10

3.3.2.1 Introdução

Como circuito de comando utilizou-se o módulo SKHI10 da Semikron. A figura 4.8 mostra seu esquema básico.

Este módulo deve ser alimentado com tensão de $V_s = +15V_{cc}$ e pode ter como entrada nível TTL (+5V) ou CMOS (+15V), ajustado pelo seletor de nível de entrada.

O “Buffer” de entrada elimina possíveis ruídos no sinal de entrada, o qual passa por um transformador de pulso para chegar no lado secundário do módulo.

A alimentação do lado secundário do módulo é provida com um conversor “push-pull” que tem como tensão de saída: +15V e -8V. O monitoramento de um possível curto-circuito é feito pelo monitor de V_{cesat} .

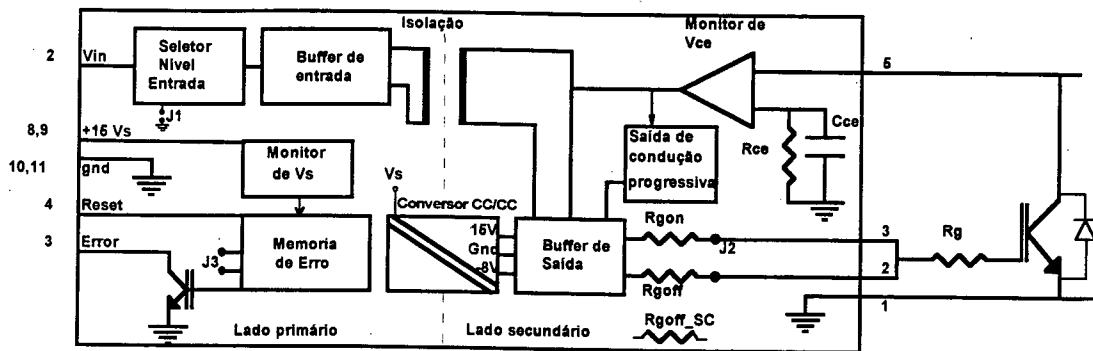


Figura 3.8- Módulo de comando da Semikron SKHI10.

3.3.2.2 Características Técnicas

Tensão do sinal de entrada V_{in} : 5V / 15V

Tensão de gatilho de saída: -8V / 15V -8V/15V.

Fonte de alimentação: 15V / 500mA

Corrente de gatilho de saída = $\pm 100mA_{md} / \pm 8A_p$.

A tensão V_{CE} do IGBT é monitorada pelo SKHI10. A tensão de gatilho é aplicada entre gate e emissor do IGBT e se depois de um Δt a tensão V_{CE} não baixar de um certo valor de tensão, entre 3 e 8V, o comando é inibido, desabilitando o IGBT.

O módulo de comando SKHI10 é universal e, segundo o fabricante, pode comandar IGBTs de até 400A na frequência de 20kHz. Para módulos de IGBTs menores, a frequência pode chegar a 100KHz.

Há um conversor CC/CC dentro do SKHI10 cuja tensão de entrada é de +15V / 0V e a de saída é +15V / -8V.

A fonte de alimentação pode ser a mesma utilizada para o controle (+15V), sem necessidade de isolamento. Toda a informação transmitida da entrada para a saída do módulo é transmitida através de transformadores de ferrite resultando em um alto isolamento para dV/dt .

3.3.2.3 Características e Configuração do Circuito de Comando

3.3.2.3.1 Cabos:

O SKHI10 tem circuito seletor para o nível de tensão de entrada. Pode-se escolher 15V (CMOS) ou 5V (HCMOS, TTL). A tensão pré escolhida é 15V mas pode-se alterar para 5V soldando a junção 1 (J1) mostrado na Figura 3.8. Para cabos longos, é recomendado o nível de 5V pois podem haver distorções por ruído proveniente da parte de potência.

Quando o SKHI10 for conectado à placa de controle por cabos curtos, nenhum cuidado precisa ser tomado.

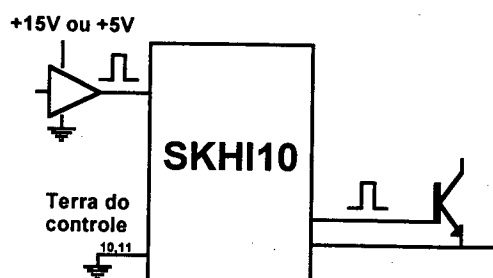


Figura 3.9 - Conectando o SKHI10 com cabos curtos.

Se o comprimento dos cabos for de 50cm ou maior (sugere-se limitar o tamanho do cabo em 1 metro), deve-se tomar alguns cuidados. O nível TTL (5V) deve ser evitado, sendo recomendado usar o nível CMOS (15V). Cabos planares devem ter os pares de condutores entrelaçados ou blindados para reduzir a susceptibilidade a EMI/RFI.



Figura 3.10 - Conectando o SKHI10 com cabo longo.

3.3.2.3.2 Buffer de Entrada:

Um "Buffer" de entrada fornece a imunidade a ruídos necessária sem introduzir muito atraso.

3.3.2.3.3 Memória de Erro

A memória de erro é disparada somente pelos seguintes eventos:

CAPÍTULO III

- Curto-circuito do IGBTs
- Baixa tensão em V_s .

No caso de curto-circuito, o monitor de V_{CE} manda um sinal de disparo (sinal de falha) através do transformador de pulso, para um “Flip-Flop” no lado primário, mandando a informação para um transistor de coletor aberto (pino 3), que pode ser conectado um circuito de controle externo. O sinal de ERRO é pré-ajustado em lógica nível ALTO e pode ser mudado para lógica nível BAIXO, unindo-se a Junção 3 (J3), mostrada na Figura 3.8. De agora em diante será adotado a lógica de nível ALTO para o sinal de erro.

Se o nível de tensão da fonte de alimentação ficar abaixo de 13V por mais que 0,5ms, o mesmo FLIP-FLOP é acionado e o pino 3 fica em nível ALTO.

Se a lógica usada não for a pré ajustada (lógica ALTA), um resistor “push-pull” R_c (internamente conectado à V_s) deverá ser preferencialmente utilizado, pois o sinal de ERRO de diferentes SKHI10s podem ser conectados juntos para formar um circuito AND.

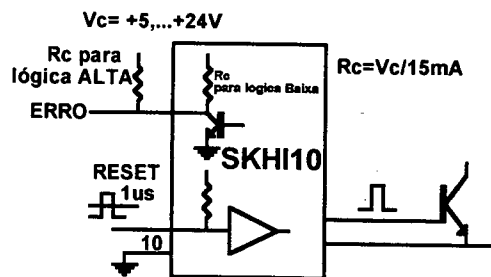


Figura 3.11- ERRO e RESET.

O sinal de ERRO pode ser desabilitado de duas formas, dando-se um pulso alto no pino 4 ou desligando V_s . A largura do pulso de “RESET” deve ser maior de $5\mu s$, e se a conexão for interrompida um resistor “push-pull” será ativado.

FALHA	RESET	ERRO	V_{in}
não	0	0	Habilitado
não	1	0	Habilitado
sim	0	1	Desabilitado
sim	1	0	Desabilitado

Figura 3.12 - Tabela da verdade do sinal de ERRO.

Em ambos os casos de falha, o *IGBT* é desligado com um tempo de atraso igual a $t_d = [t_{don\ IGBT} + t_{mn} + t_d(terr)]$. Se o curto circuito ocorrer quando o *IGBT* já está em condução, $t_{donIGBT}$ deve ser considerado zero.

O transistor de coletor aberto (pino 3) pode ser conectado através de um resistor “push-pull” a uma fonte de tensão externa (interna (V_s) para a “lógica-BAIXA”) de +5V...+24V, limitando a corrente para $< 16mA$ (típica 6mA).

3.3.2.3.4 Monitor da Fonte de Alimentação (V_s):

A fonte de alimentação é monitorada. Se ela ficar abaixo de 13V por mais que 0,5ms, um sinal de ERRO é gerado e os pulsos para comando do *IGBT* são bloqueados. Quando o circuito de comando é ligado os pulsos de comando podem ser transferidos para o secundário 5ms após a tensão V_s alcançar seu valor nominal de +15V.

3.3.2.3.5 Transformador de Pulso

Eles transmitem os sinais de comando de condução e bloqueio para o *IGBT*. Na direção reversa transmitem o sinal de ERRO do monitoramento de V_{CE} . Sua isolação é de 4kV.

3.3.2.3.6 Conversor CC/CC

No lado primário do conversor, um inversor meia ponte transfere a energia necessária de V_s para o secundário de um transformador de ferrite. No lado secundário duas pontes completas com filtro convertem o sinal de alta frequência que vem do primário para os níveis CC (+15V, -8V) que são estabilizados por um circuito regulador de tensão. A corrente de saída média desta fonte de alimentação isolada é 100mA.

3.3.2.3.7 Buffer de Saída

O “Buffer” de saída é alimentado por +15V/-8V proveniente do conversor DC/DC e amplifica o sinal de controle recebido do transformador de pulso. Se a operação transcorrer normalmente (sem falhas), o sinal é transmitido para o “gate” de um *IGBT* através de R_{Gon} e R_{Goff} . O estágio de saída tem um par de MOSFET que pode fornecer/receber acima de 8A de corrente de pico do “gate”.

3.3.2.3.8 Bloqueio Progressivo

No caso de um curto-circuito, um circuito adicional ("SOFT TURN-OFF") aumenta a resistência em serie com R_{Goff} e bloqueia o IGBT lentamente. Isto produz uma pequena sobretensão (devido às indutâncias parasitas, $L_{paras} \cdot di/dt$) sobre o barramento DC pela redução do valor di/dt . Na condição de curto-circuito a corrente de pico chega a 8 vezes em IGBTs homogêneos e até 10 vezes da corrente nominal em IGBTs epitaxiais. A indutância parasita sempre está presente no circuito de potência. Assim, o tempo para que a corrente vá até zero deve ser maior do que a condição normal de operação. Este tempo de bloqueio pode ser reduzido pela conexão de um resistor em paralelo R_{GoffSC} que já está na placa de circuito impresso.

3.3.2.3.9 MONITORAMENTO DE V_{CE}

Este circuito é responsável pelo sensoramento de V_{CE} . Com o monitoramento de V_{CEsat} no coletor do IGBT, este dispositivo bloqueia o "buffer" de saída (através do circuito de bloqueio progressivo, "Soft turn-off") no caso de curto-circuito e manda um sinal para a memória de ERRO no lado primário. O nível de V_{CEsat} que é considerado com um curto-circuito e ajustado por R_{CE} e C_{CE} , depende do IGBT usado. O módulo costuma ter valores típicos de R_{CE} e C_{CE} como $R_{CE} = 18k\Omega$ $C_{CE} = 330pF$.

O V_{CEref} não é estático mas uma referência dinâmica, o qual tem uma forma exponencial iniciando em 15V e decrescendo até V_{stat} ($5V < V_{stat} < 10V$ determinado por R_{CE}), com uma constante de tempo τ ($0,5\mu s \leq \tau \leq 1ms$ controlado por C_{CE}). O V_{stat} pode ser ajustado para o V_{CEsat} quando o IGBT está em completa saturação.

Para eliminar uma indicação de falsa falha quando o IGBT apenas começou conduzir (e portanto V_{CEsat} ainda está alta), algum atraso deve ser implementado para o tempo de decaimento de V_{CEref} . A tensão V_{CE} está internamente limitada em 10V e V_{CEref} alcançará este nível de tensão somente depois de não ocorrer uma indicação de falha. Um t_{min} é definido como função do V_{stat} e τ para achar a melhor escolha para R_{CE} e V_{CE} . O tempo que cada IGBT leva para atingir 10V depende do IGBT usado e de R_{Gon} . A Figura 3.13 mostra algumas situações, mostrando V_{ceref} em função de R_{CE} e C_{CE} .

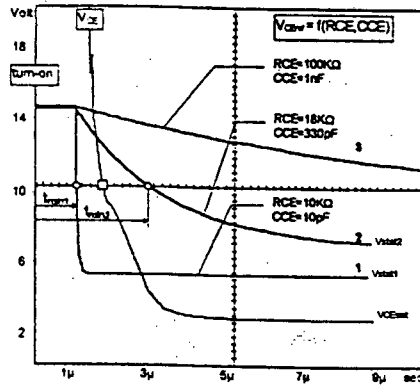


Figura 3.13 - Monitoramento de V_{cesat} .

Os valores de R_{CE} e C_{CE} podem ser obtidos nas Figura 3.14 e 3.15 pela especificação de V_{stat} e t_{min} com valores de entrada com a seguinte condição:

$$R_{CE} > 10k\Omega$$

$$C_{CE} > 2,7nF$$

Atenção: se esta função não é usada, como por exemplo durante a fase de testes, o pino de monitoramento de V_{CE} deve ser conectado à saída do EMISSOR para descartar possíveis indicações de falha e o conseqüente bloqueio do comando.

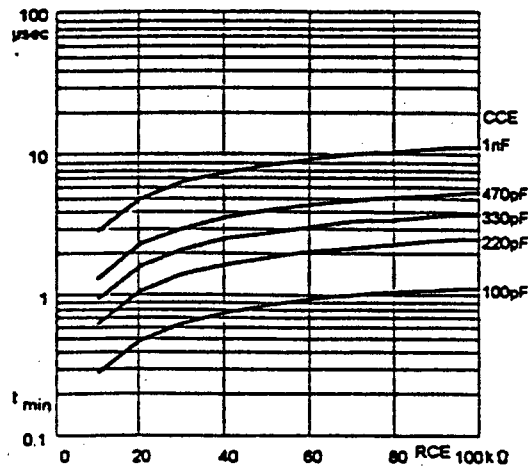


Figura 3.14 - T_{min} em função de R_{CE} e C_{CE} .

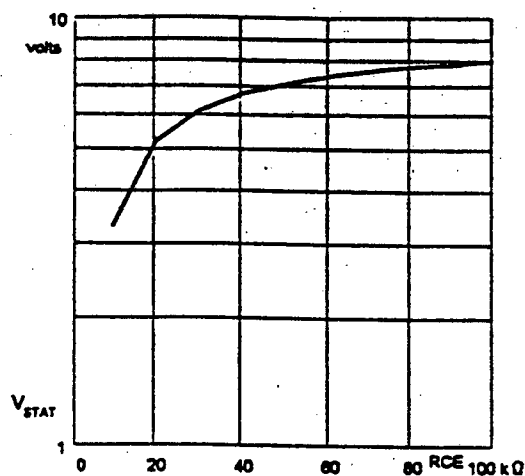


Figura 3.15 - Vstat com função de RCE.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as principais características do IGBT com o comportamento da tensão V_{CEsat} em função da corrente, comparado com a tensão V_{DSon} do MOSFET. Mostra-se também que para uma determinada região, as perdas por condução são significativamente menores com o uso do IGBT.

Na sequência, foram apresentados circuitos de comando isolados com razão cíclica variando de 0 a 1 e com proteção contra curto-circuito.

O módulo comercial SKHI10 foi apresentado como uma alternativa comercial de alta confiabilidade, apesar de seu custo elevado (\$123), em relação aos outros circuitos de comando. Este módulo possui isolamento, proteção contra curto-circuito no interruptor, proteção contra falha da alimentação do módulo, além de fornecer tensão positiva (+15V) e negativa (-8V) para o “gate” do IGBT.

Acredita-se que o IGBT constitui-se na melhor alternativa para este projeto por apresentar baixas perdas de condução.

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DO PROTÓTIPO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CONVERSOR BOOST PARA 10kW

4.1 INTRODUÇÃO

Para validar o exemplo de projeto feito no Capítulo III foi montado um protótipo com as mesmas especificações.

Neste capítulo serão apresentados alguns dados dos aspectos construtivos do protótipo, assim como os resultados experimentais obtidos como fator de potência, curva de rendimento, regulação de carga, ensaio térmico, etc....

4.2 ESQUEMA DO CIRCUITO DE COMANDO E CONTROLE

A Figura 4.1 mostra o esquema completo da fonte de alimentação do controle e do comando. Esta fonte possui tensões de saída nos seguintes níveis: +15V, +18V e -15V. Foram utilizados reguladores lineares LM7815, LM7818 e LM7915.

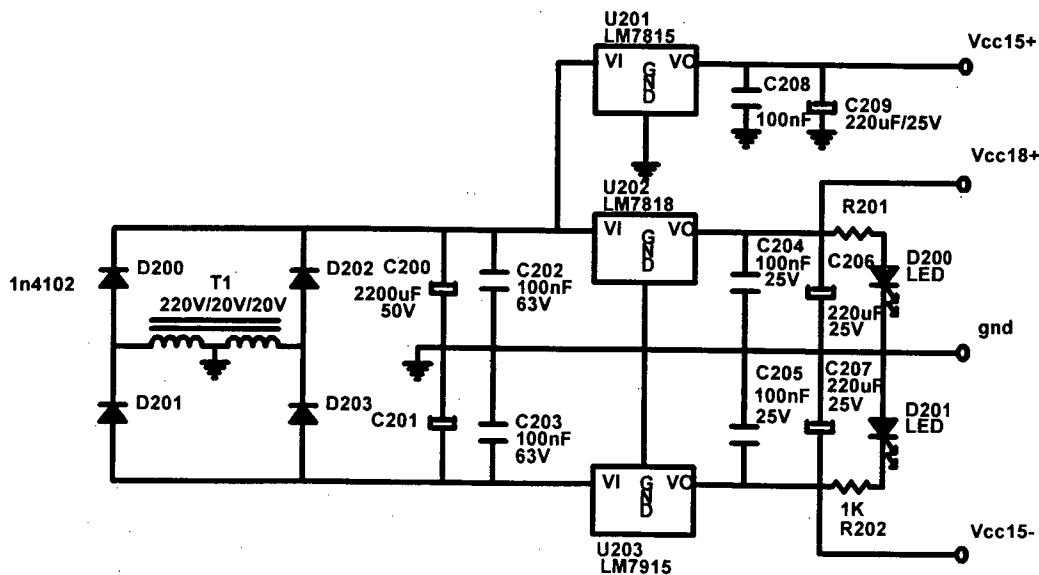


Figura Error! No text of specified style in document..1- Fonte de tensão auxiliar do controle e do comando.

Para implementar o controle é usado o circuito integrado da Unitrode UC3854 e alguns componentes externos como mostrado na Figura 4.2.

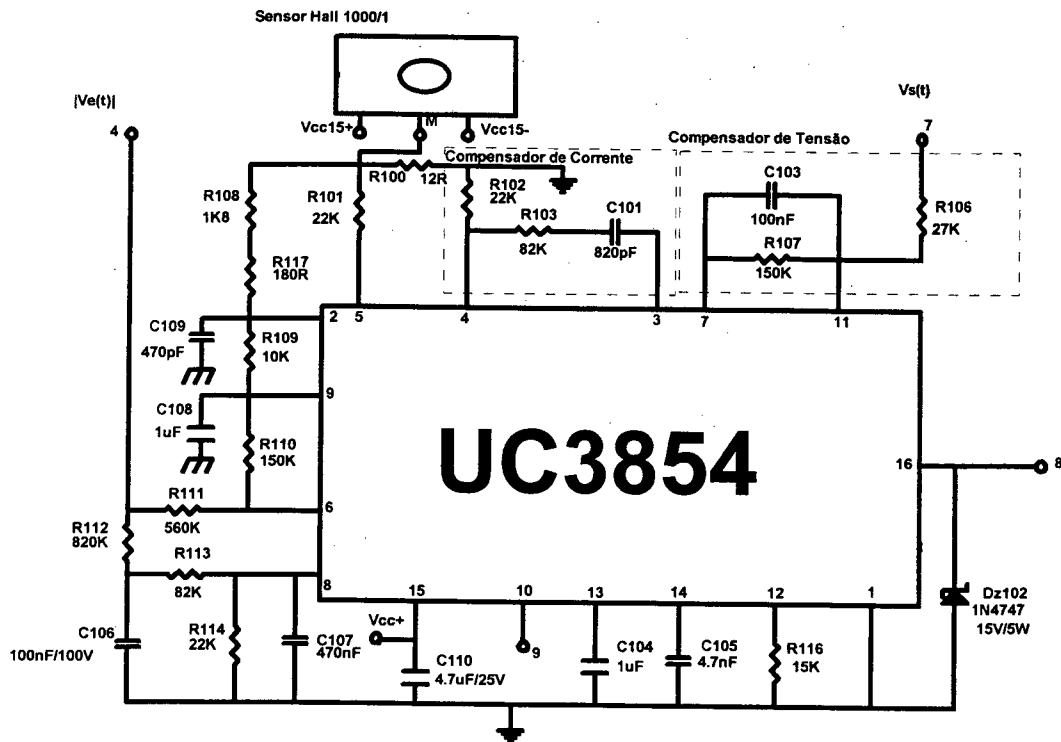


Figura 4.2 - Esquema do controle

O pino 10 do UC3854 é ligado ao sinal de ERRO (pino 3) do SKHI10 (módulo de comando da Semikron). Quando há uma falha no IGBT, o SKHI10 emite um sinal de ERRO, inibindo o UC3854.

4.3 SENSOR DE EFEITO HALL

Este transdutor permite reproduzir uma imagem fiel e precisa de corrente sob a forma de uma tensão, compatível com o circuito eletrônico de controle.

A presença de um elemento sensível ao efeito Hall permite a visualização não só de correntes alternadas, mas também de correntes contínuas, ou uma combinação destas, tendo-se a possibilidade de se contar com um isolamento entre o circuito de potência e o estágio de entrada do circuito de controle.

Este transdutor é pouco sensível às variações das condições do meio que o circunda, tais como : temperatura, umidade, campos magnéticos e vibrações ou choques mecânicos.

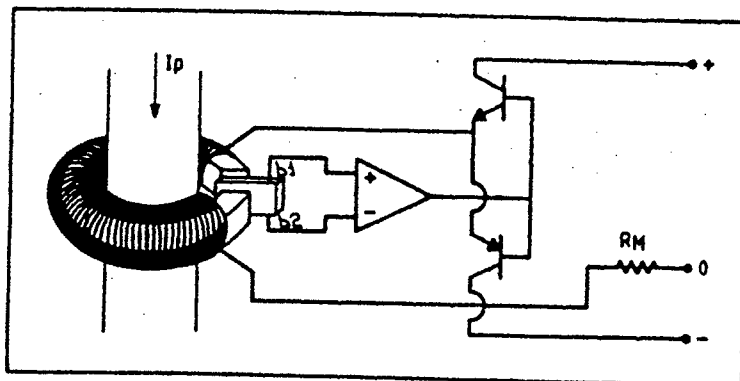


Figura 4.3 - Esquema do sensor de corrente de efeito Hall.

Como pode-se ver na Figura 4.3, o transdutor consta basicamente de um enrolamento secundário de núcleo toroidal, envolvendo uma barra ou um cabo (primário) por onde circula a corrente I_p a ser medida. O núcleo toroidal tem um entreferro onde vai inserida uma pastilha de material semicondutor sensível ao efeito Hall, munida de dois terminais de medida b1 e b2.

A corrente I_p cria dentro do entreferro uma densidade de fluxo magnético B , que é diretamente proporcional à corrente.

$$B = K_I \cdot I_p \quad (4.1)$$

Uma fonte de tensão faz circular uma corrente constante de polarização (i) na pastilha. Nos terminais de medida da pastilha aparecerá uma tensão chamada tensão por efeito Hall V_H que na ausência de campo magnético terá valor nulo. Ao estar a pastilha posicionada no toróide de forma tal que as linhas de fluxo do campo magnético produzido pela corrente I incidam nela ortogonalmente, a tensão V_H será diretamente proporcional à densidade de fluxo magnético B e consequentemente proporcional à corrente I_p .

$$V_H = K_2 \cdot B = K_2 \cdot K_I \cdot I_p \quad (4.2)$$

$$V_H = K \cdot I_p \quad (4.3)$$

Esta pequena tensão, que é o sinal útil, é amplificada por um amplificador de grande ganho, que controla a corrente que circula pelo secundário. Esta corrente cria um campo magnético no sentido de anular o campo criado no primário. A corrente do secundário é imagem fiel da corrente do primário (a menos da relação de transformação).

Em função do valor desejado de tensão de medição V_{R_m} para a corrente a ser monitorada, é escolhido o valor da resistência de medição R_m cujo valor escolhido deve satisfazer a equação:

$$I_p \cdot \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \cdot (R_i + R_m) \leq U_{alim} \quad (4.4)$$

Onde:

I_p : Valor de pico da corrente a ser monitorada.

$\frac{N_p}{N_s}$: Relação de transformação do sensor.

R_i : Resistência interna do sensor.

R_m : Resistência de medição.

U_{alim} : Tensão de alimentação do sensor.

Escolha do Valor de R_m :

O sensor utilizado é o sensor Hall LEM - LA 100P, que tem como características principais.

Corrente nominal I_N : 100 Aef

Faixa de Medição : 0 a $\pm 150A$ (Alimentação = + e - 15V).

Relação de transformação $\left(\frac{N_p}{N_s} \right)$: 1/1000.

Resistência interna R_i : 90 Ω

Alimentação; +15V e -15V

Para a corrente de pico que passará pelo sensor de 100A a tensão sobre R_m deverá permanecer igual a 1,2V.

$$V_{Rm} = R_m \cdot I_p \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (4.5)$$

$$R_m = \frac{V_{Rm}}{I_p} \cdot \frac{N_p}{N_s} \quad (4.6)$$

$$R_m = \frac{V_{Rm}}{I_p} \cdot \frac{N_p}{N_s} = \frac{1,2V}{100A} \cdot \frac{1000}{1} = 12\Omega$$

Verificação da equação (4.4):

$$I_p \cdot \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \cdot (R_i + R_m) \leq U_{alim}$$

$$100A \cdot \frac{1}{1000} (90\Omega + 12\Omega) \leq 15V \Rightarrow 10,2V < 15V$$

Portanto o valor de R_m escolhido pode ser utilizado.

4.4 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

O protótipo montado em laboratório para obtenção dos resultados mostrados nas seções seguintes é mostrado na Figura 4.4.

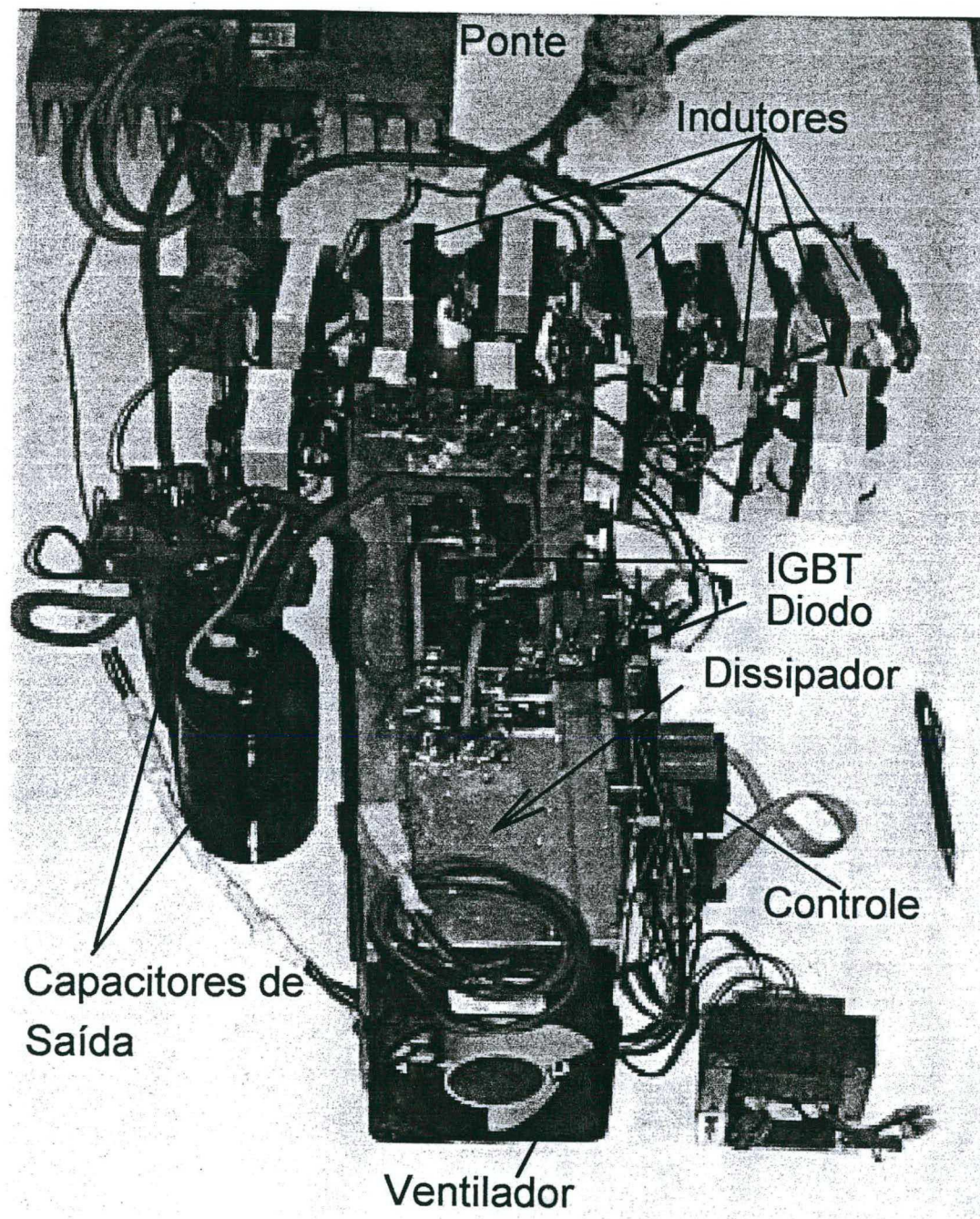


Figura 4.4 - Protótipo implementado em laboratório

Para melhor compreensão da Figura 4.4 sugere-se uma comparação com o esquema de potência do conversor mostrado na Figura 4.6.

A Figura 4.5 mostra em detalhe o circuito de controle por valores médios instantâneos utilizando o UC3854, assim como o módulo comercial de comando da Semikron SKHI10.

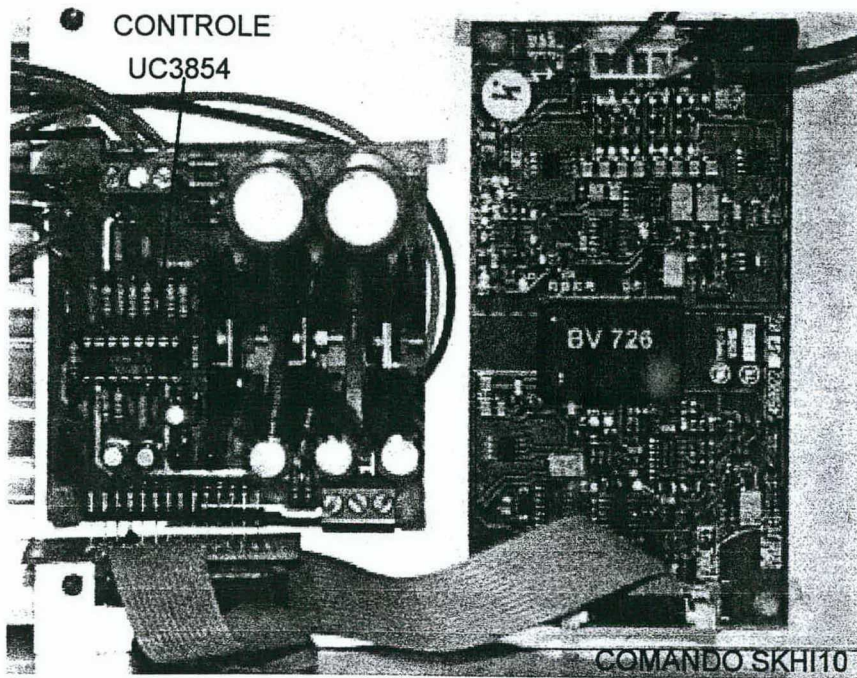


Figura 4.5 - Controle (à esquerda) e comando SKH110 (à direita).

4.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM SNUBBER CLÁSSICO

A Figura 4.6 mostra o circuito de potência implementado com “Snubber” dissipativo. Como interruptor utilizou-se o IGBT F300R600KF da *AEG/Siemens* e para os diodos “boost” o APT60D60B da *Advanced Power Technology*. Escolheu-se a ponte retificadora 90MT80K da *International Rectifier*.

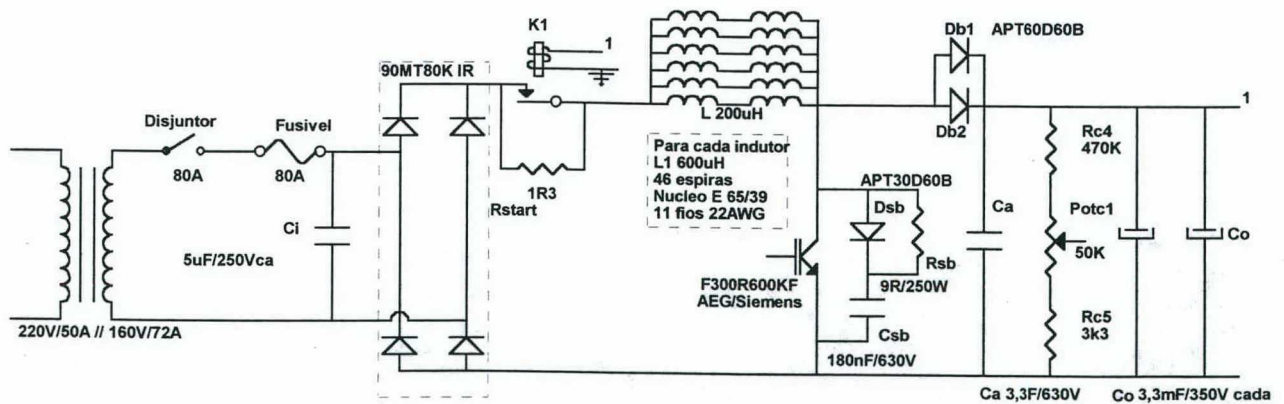


Figura 4.6 Esquema de potência do conversor Boost.

A Figura 4.7 mostra a forma de onda da tensão e da corrente de entrada. Para esta situação a corrente eficaz de entrada é $I_{ef} = 75,6 A$ e a tensão de entrada eficaz é $V_{ef} = 150,2 V$ resultando numa potência de entrada de $P_e = 11355,12 W$.

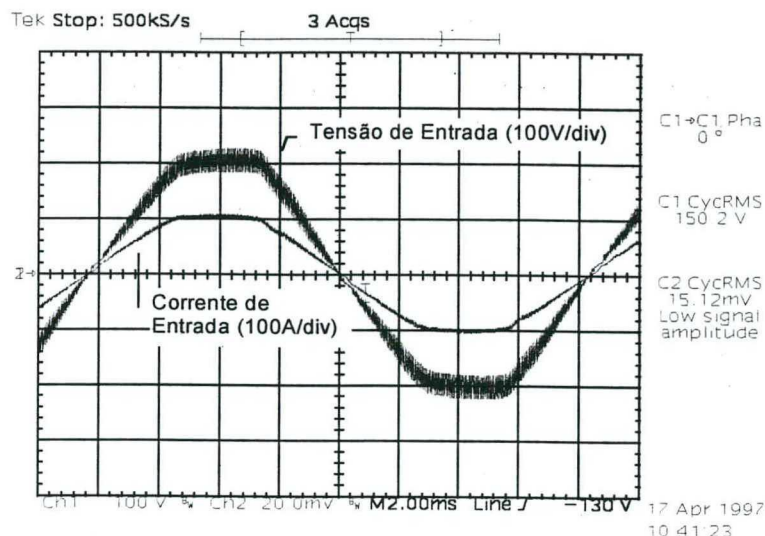


Figura 4.7 - Tensão e corrente de entrada do conversor.

A tensão de entrada (150,2Vrms) mostrada na Figura 4.7 tem TDH=4% e a corrente de entrada possui TDH=6%. Com estes dados pode-se calcular o fator de potência FP:

$$FP = \frac{\cos \Phi}{\sqrt{1 + TDH^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 0,06^2}} = 0,9982$$

A Figura 4.8 mostra em detalhe a forma de onda da tensão e da corrente no IGBT. As oscilações são consequência da ressonância entre a indutância parasita do circuito de potência e o capacitor adicionado entre o catodo do diodo boost e o emissor do IGBT. Este capacitor é necessário para atenuar o efeito da indutância parasita, fazendo com que a corrente reversa no diodo não alcance valores elevados de modo a destruir o IGBT.

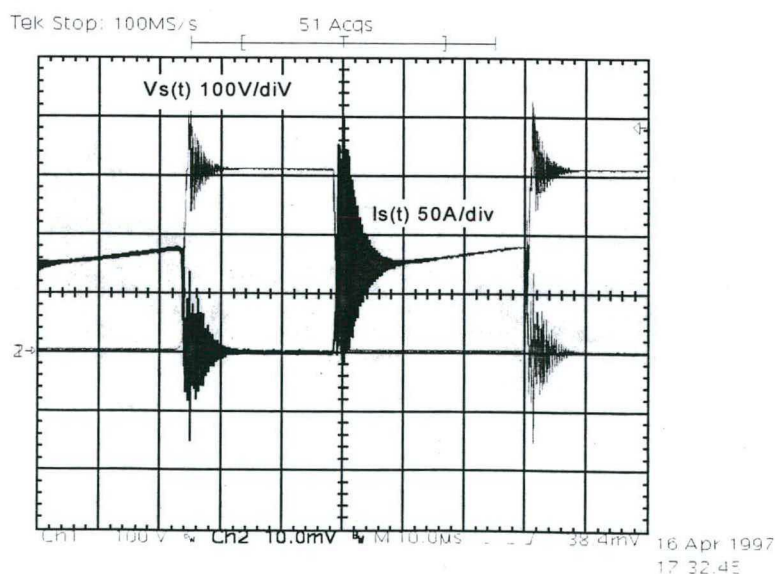


Figura 4.8 - Detalhe da corrente e tensão no IGBT.

CAPÍTULO IV

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10Kw com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br. Set. de 1997.

Na Figura 4.10 observa-se em detalhe a entrada em condução do IGBT e na Figura 4.9 o bloqueio do IGBT.

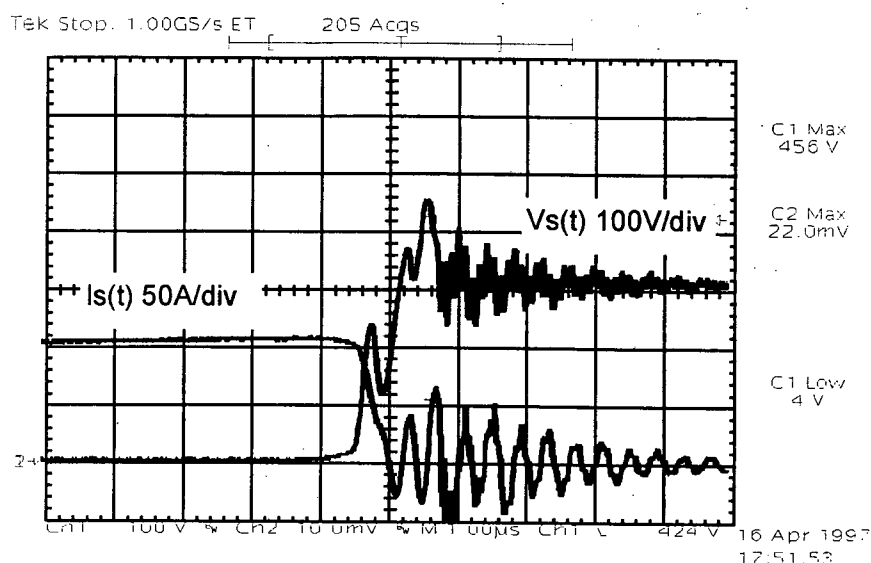


Figura 4.9 Detalhe do bloqueio do IGBT.

Na Figura 4.9 pode-se observar que tensão máxima no IGBT ficou em aproximadamente 450V, o que dá uma margem de segurança de 150V, já que o IGBT escolhido tem um tensão nominal de 600V. Ainda pode-se notar que as maiores perdas de comutação ocorrem no bloqueio, devido às oscilações provocadas por indutâncias parasitas.

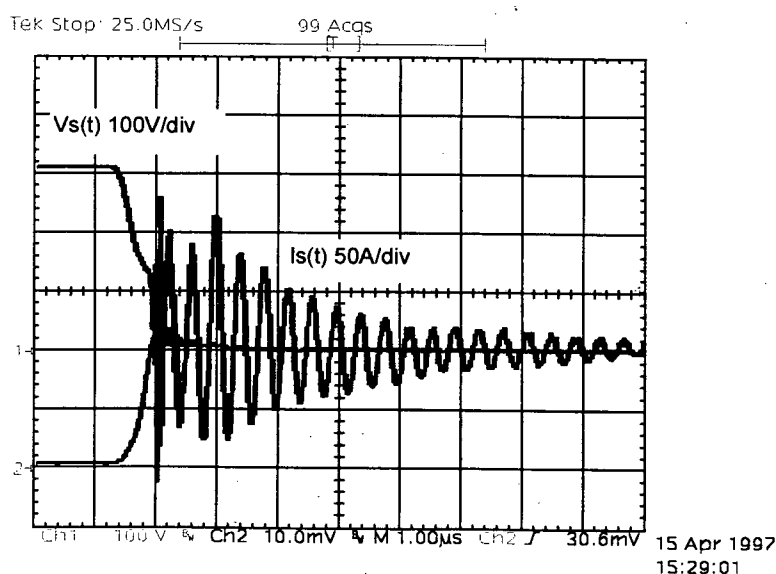


Figura 4.10 - Detalhe da entrada em condução do IGBT.

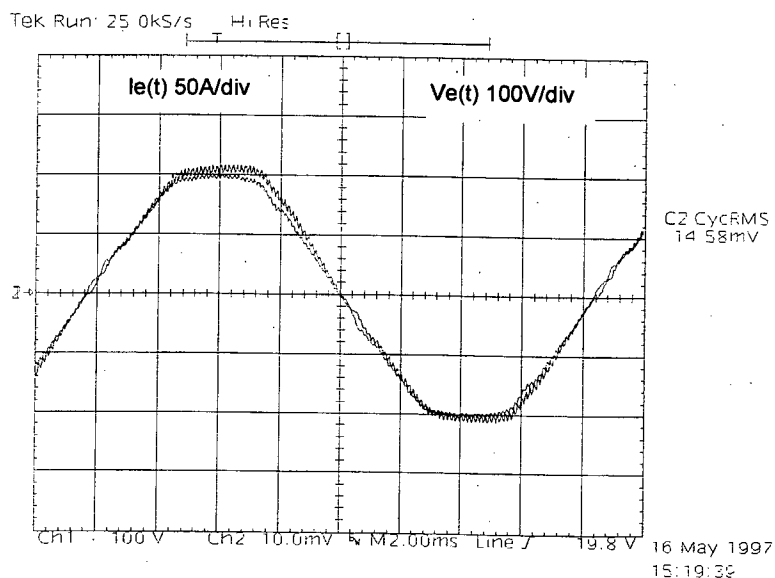


Figura 4.12 - Tensão e corrente na entrada do conversor Boost.

A Figura 4.13 mostra em detalhes a corrente e tensão no IGBT no instante do bloqueio.

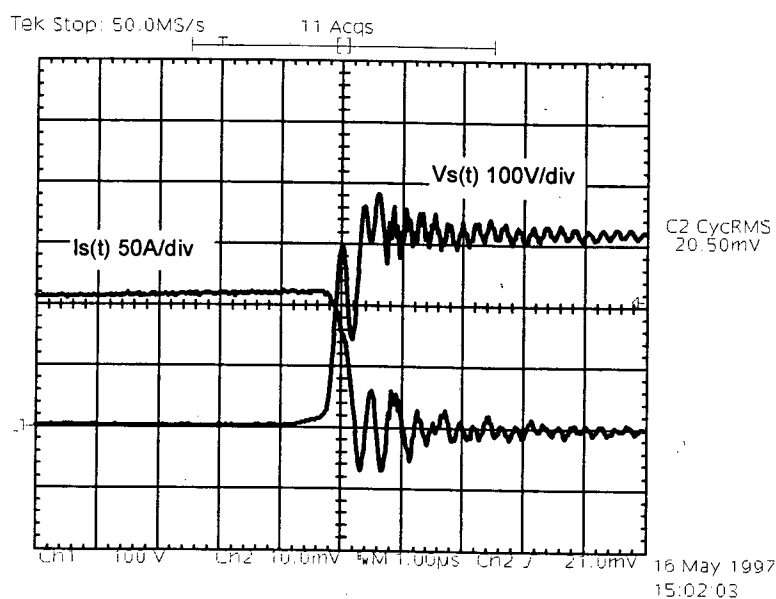


Figura 4.13 - Detalhe do bloqueio do IGBT.

A Figura 4.14 mostra em detalhe a entrada em condução do IGBT.

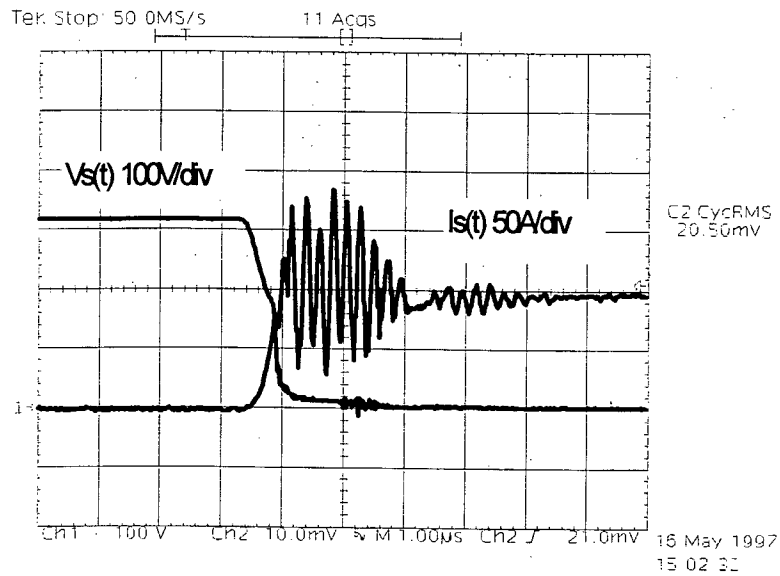


Figura 4.14 - Detalhe da entrada em condução do IGBT

Na Figura 4.15 tem-se as formas da onda da corrente e tensão sobre o diodo.

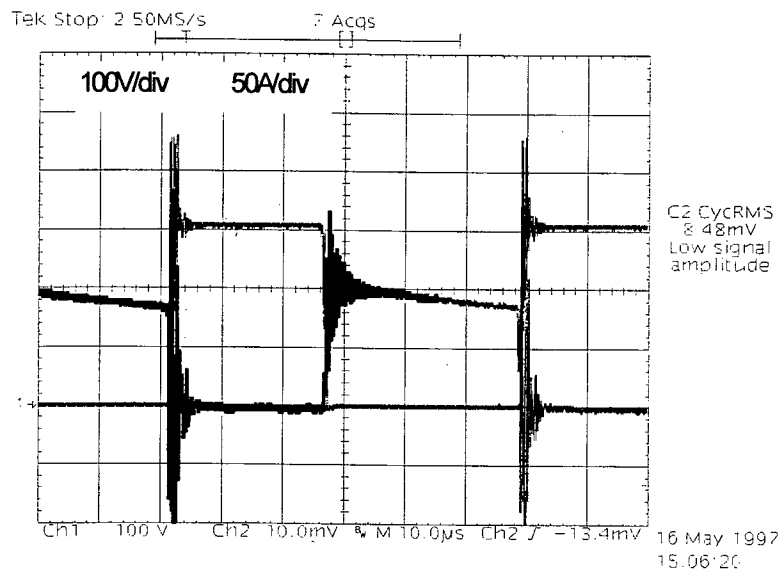


Figura 4.15 - Detalhe da corrente e da tensão no Diodo Boost.

Utilizando o “Snubber” regenerativo proporciona-se um caminho alternativo para a corrente quando o diodo está em condução. O caminho alternativo é: Da2, Dr, Lr e Da1. Isto pode ser observado na Figura 4.16 onde ve-se a corrente no indutor do “Snubber”.

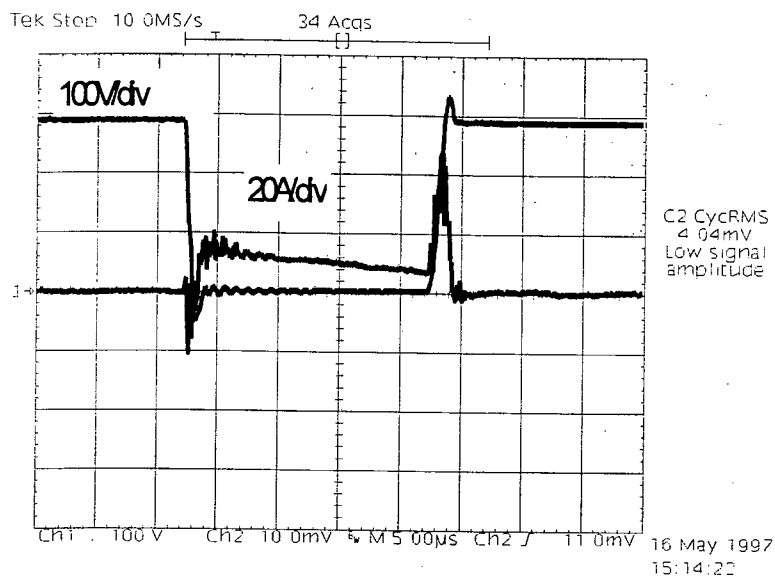


Figura 4.16 - Detalhe da corrente no indutor do “Snubber” e tensão no IGBT.

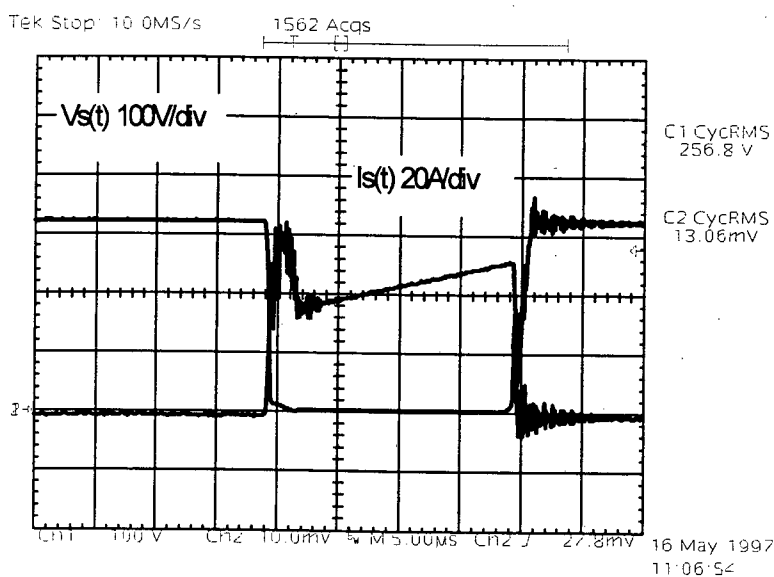


Figura 4.17 - Detalhe da tensão e da corrente no IGBT com carga menor.

O efeito de ressonância do circuito de ajuda a comutação regenerativo, “Snubber Regenerativo”, pode ser observado na Figura 4.17.

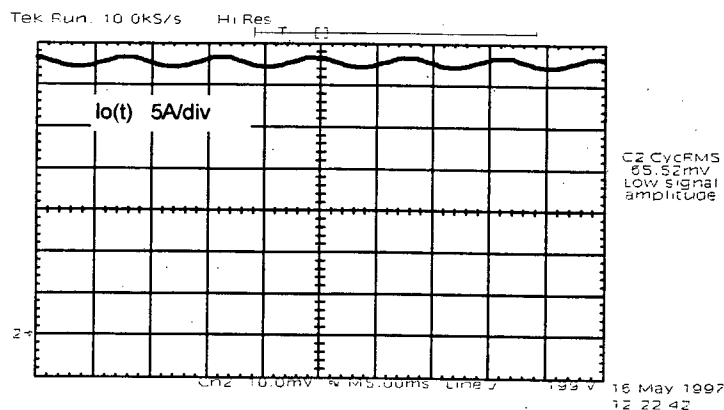


Figura 4.18 - Corrente na saída do conversor.

A corrente de saída do conversor é mostrada na figura Figura 4.18, sendo a tensão um espelho da corrente multiplicada pelo valor da resistência de carga. A ondulação de tensão permaneceu dentro dos valores especificados em projeto.

4.7 CURVAS DE RENDIMENTO, FATOR DE POTÊNCIA VERSUS POTÊNCIA E REGULAÇÃO DE CARGA

4.7.1 Com “Snubber” Dissipativo

Na Tabela 4.1 tem-se os valores da tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada, corrente de saída e rendimento para diferentes nível de potência processada.

Potência de Saída	Rendimento	Vrms	Ierms	Ismd	Vsmd
1861,80W	85,61%	160,0V	13,6A	5,8A	321V
2313,60W	88,45%	159,0V	16,5A	7,2A	320V
3081,60W	89,58%	160,0V	21,5A	9,6A	320V
4547,40W	90,79%	159,0V	31,5A	14,3A	318V
5940,80W	92,51%	154,0V	41,7A	18,8A	316V
8704,80W	92,83%	151,0V	62,1A	27,9A	312V
10493,51W	94,58%	151,0V	73,8A	34,0A	310V

Tabela 4.1- Tensão e corrente de entrada e de saída do conversor, rendimento e potência de saída.

O rendimento máximo obtido foi de 94,58% na potência nominal. O menor rendimento medido foi de 85,61%, como pode-se ver na Figura 4.19.

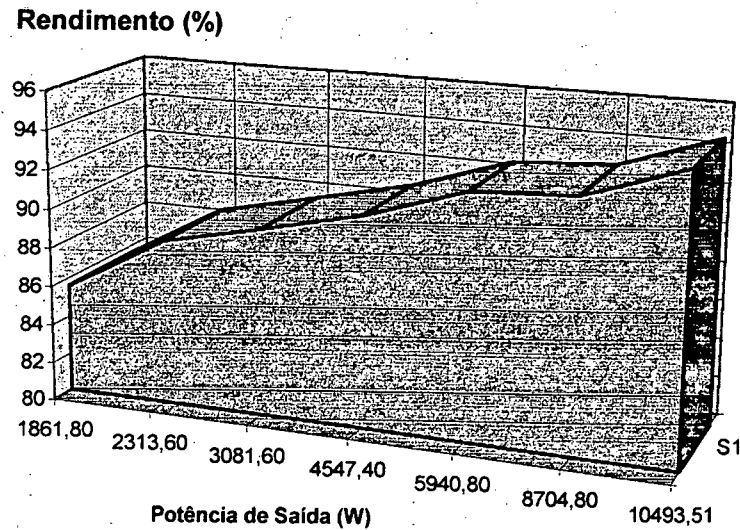


Figura 4.19 - Rendimento do conversor versus potência de entrada.

Para melhor visualizar o comportamento das perdas, traçou-se o gráfico mostrado na Figura 4.20.

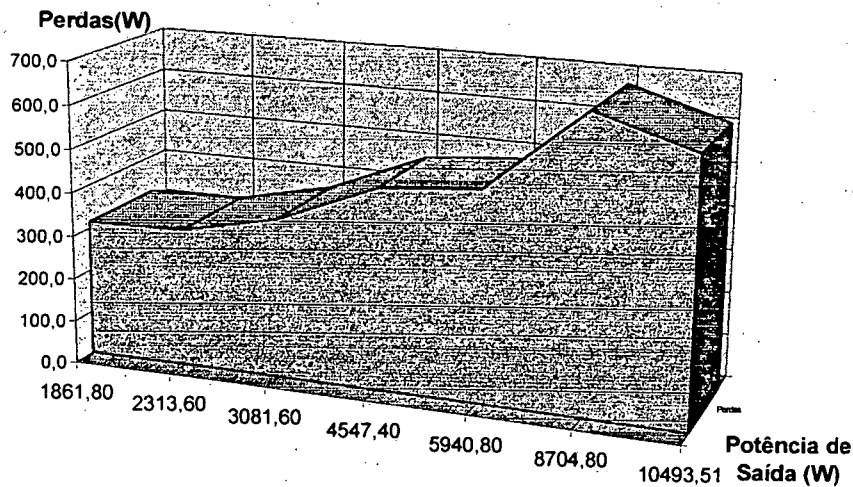


Figura 4.20 - Perdas em valores absolutos com "Snubber" dissipativo.

4.7.2 Com “Snubber” Regenerativo

A Tabela 4.2 apresenta os valores da tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada, corrente de saída, e rendimento, para diversos níveis de potência.

Potência de Saída	Rendimento	Vrms	Irms	Ismd	Vsmd
1835,4W	89,36%	158,0V	13,0A	5,7A	322V
2279,1W	92,00%	158,0V	15,7A	7,1A	321V
3081,6W	93,00%	158,0V	21,0A	9,6A	321V
4529,8W	94,27%	156,0V	30,8A	14,2A	319V
5978,4W	94,00%	155,0V	41,0A	18,8A	318V
8704,8W	94,58%	152,0V	61,6A	28,0A	314V
10493,5W	95,66%	152,0V	72,1A	33,6A	312V

Tabela 4.2- Tensão e corrente de entrada e saída do conversor, rendimento e potência de entrada com “Snubber” regenerativo.

O rendimento máximo alcançado por esta estrutura foi de 95,66%, como pode ser visto na Figura 4.21, em potência nominal. Isto representa um aumento de 1,08% no rendimento, comparando-se com o “Snubber” dissipativo.

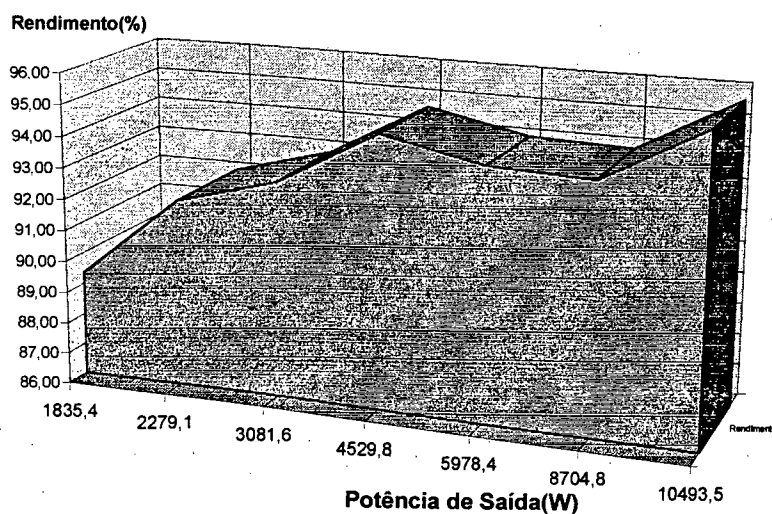


Figura 4.21 - Rendimento do conversor versus potência de entrada.

A Figura 4.22 mostra as perdas em Watts.

Perdas (W)

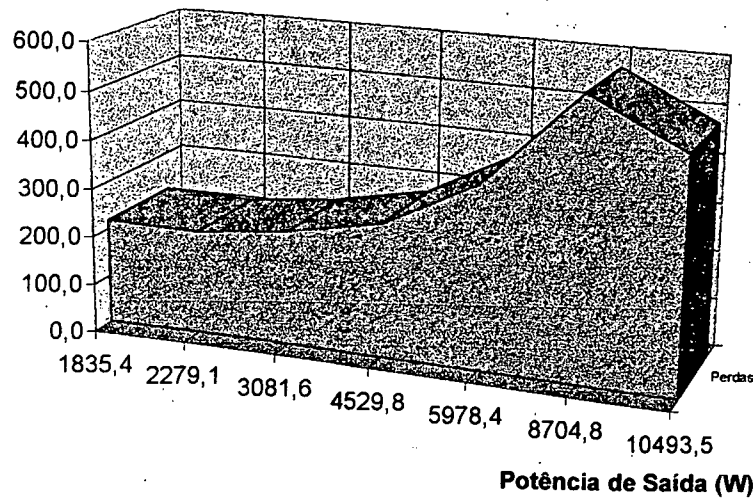


Figura 4.22 - Perdas em valores absolutos em função da potência de Saída.

4.7.3 Comparação entre Rendimentos

Uma comparação entre os rendimentos da estrutura com “Snubber” regenerativo e o com “Snubber” dissipativo pode ser observada através da Figura 4.23. Pode-se perceber que a estrutura com “Snubber” regenerativo tem melhor rendimento em toda a faixa de potência analisada.

Rendimento (%)

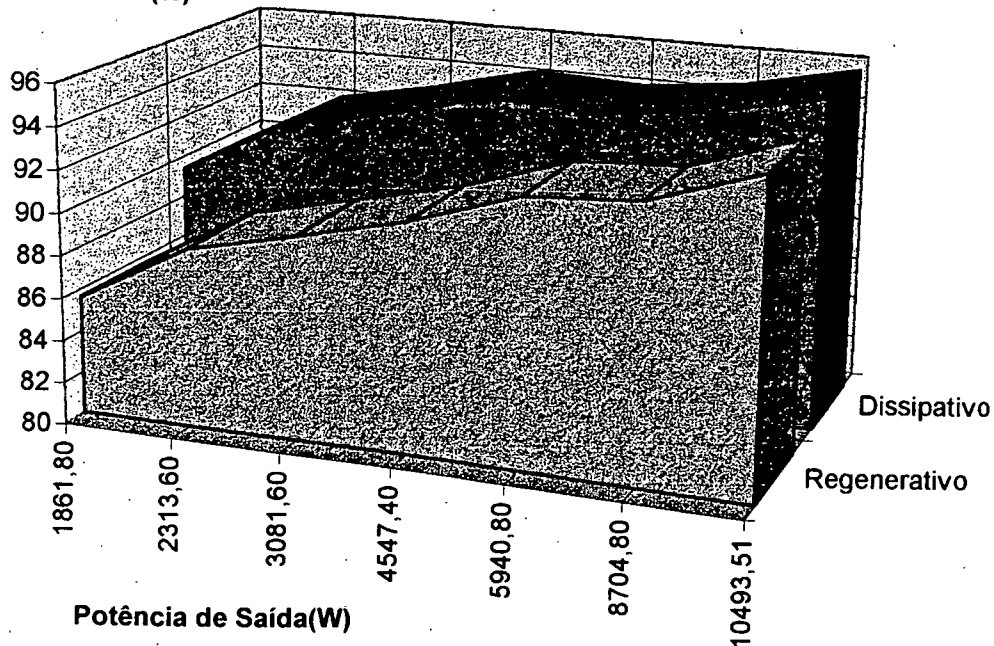


Figura 4.23 - Comparação entre rendimento do “Snubber” regenerativo e dissipativo.

4.8 FATOR DE POTÊNCIA

Como era de se esperar os resultados mostraram, Tabela 4.3, que à medida que é diminuída a potência de saída, o fator de potência (FP) decai devido ao aumento relativo do ΔI .

Potência de entrada	Corrente de entrada	TDH(%)	COS ϕ	FP
1861,80W	13,6A	25,00%	0.9917	0,962
2313,60W	16,5A	21,00%	0.9918	0,970
3081,60W	21,5A	18,00%	0.9947	0,979
4547,40W	31,5A	12,00%	0.9983	0,991
5940,80W	41,7A	14,00%	0.9970	0,987
8704,80W	62,1A	7,00%	0.9978	0,995

Tabela 4.3 - Dados do conversor (FP, TDH)

Para reduzir a distorção harmônica da corrente de entrada, poder-se-ia pensar em uma forma de aumentar a frequência à medida que menos potência fosse solicitada do conversor. Isso faria com que a ondulação de corrente fosse menor. No entanto, esta solução implicaria em elevar as perdas em uma região de operação (potência abaixo da nominal) onde o rendimento já é menor, embora as perdas absolutas decresçam com a redução da potência processada.

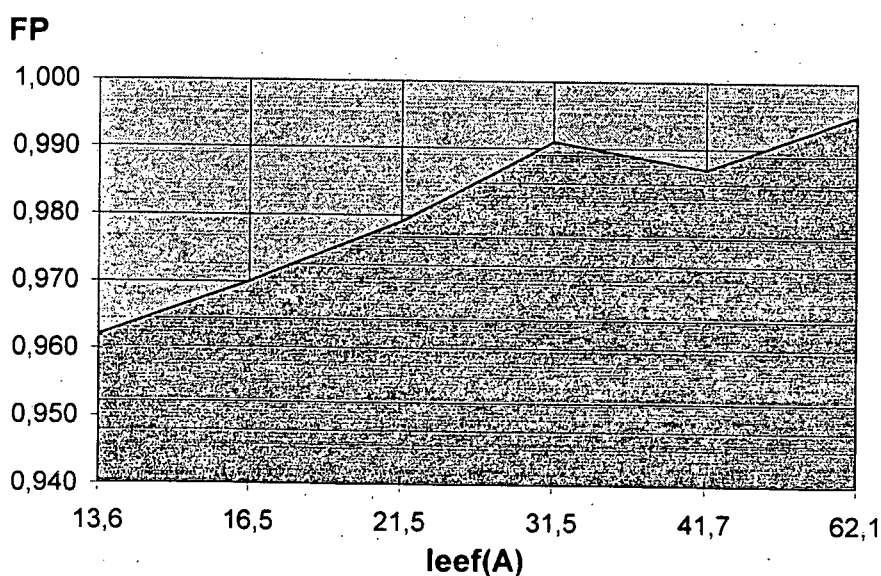


Figura 4.24 - Fator de potência (FP) versus corrente eficaz de entrada I_{ef} .

4.9 REGULAÇÃO DE CARGA

A regulação de carga é mostrada na Figura 4.25. Na faixa de potência em que foi feito o ensaio (2kW a 10,5kW) teve-se uma variação da tensão de saída de 3,56%. A Tabela 4.4 mostra a tensão média de saída para diferentes níveis de potência.

Potência de Saída	Vsmd
1861,8W	321V
2313,6W	320V
3081,6W	320V
4547,4W	318V
5940,8W	316V
8704,8W	312V
10493,5W	310V

Tabela 4.4 Potência de saída e tensão de saída do conversor.

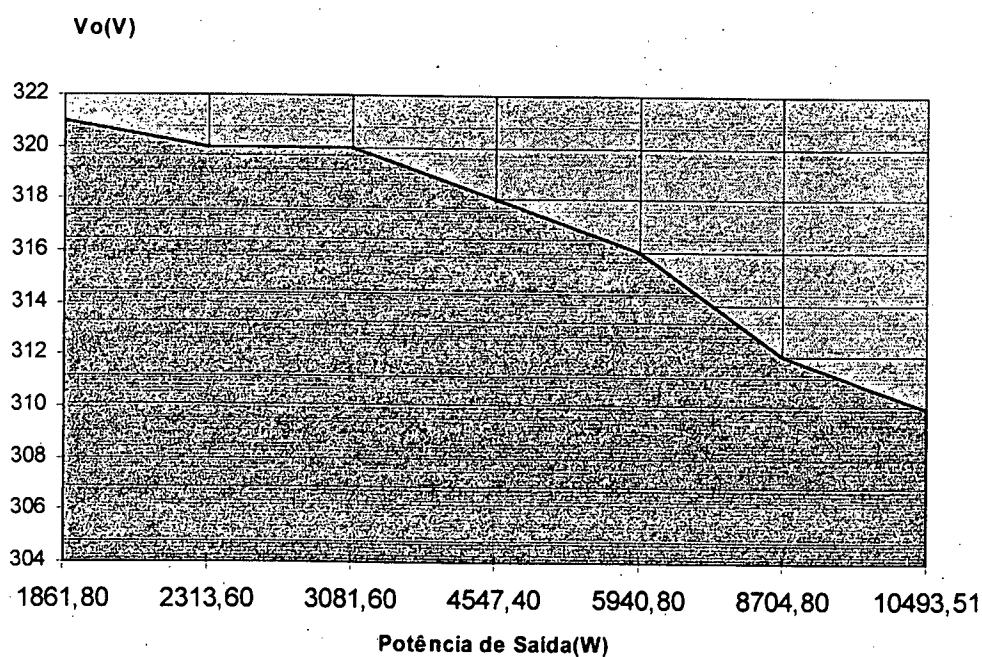


Figura 4.25 - Regulação de carga.

4.10 ENSAIO TÉRMICO

4.10.1 Com “Snubber” Dissipativo

No ensaio térmico da estrutura com “Snubber” dissipativo, com ventilação forçada, obteve-se os seguinte resultados:

Temperatura Ambiente:	36°C
Tempo de duração do ensaio:	80min
Temperatura no dissipador do IGBT:	59°C
Temperatura no dissipador da ponte:	89°C
Temperatura no núcleo do indutor:	55°C

4.10.2 Com “Snubber” Regenerativo

No ensaio térmico da estrutura com “Snubber” regenerativo obteve-se os seguintes resultados:

Temperatura Ambiente:	36°C
Tempo de duração do ensaio:	80min
Temperatura no dissipador do IGBT:	51°C
Temperatura no dissipador da ponte:	87°C
Temperatura no núcleo do indutor:	55°C

4.11 CONCLUSÃO:

Neste capítulo mostrou-se o esquema completo do circuito da fonte de alimentação auxiliar implementada com reguladores lineares 78XX, que se mostraram eficientes.

Mostrou-se, ainda, o circuito completo do UC3854 com todos os seus elementos externos e com detalhes de implementação.

Como sensor de corrente utilizou-se um sensor de efeito Hall que se mostrou mais imune a ruído do que o sensor resistivo, além de praticamente eliminar as perdas no sensor.

Foi apresentado o esquema completo do circuito de potência implementado no protótipo.

Foram apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente no IGBT, assim como a tensão e a corrente na entrada do conversor, comprovando-se o alto fator de potência e a baixa distorção harmônica da corrente e da tensão.

Mostrou-se, ainda, detalhes da entrada em condução e do bloqueio do IGBT.

Comprovou-se na prática que o “Snubber” regenerativo é eficaz no aumento do rendimento.

Foram traçados os gráficos do fator de potência, rendimento, regulação de carga e de linha versus a potência de saída numa faixa de 2kW a 10kW.

Realizou-se ensaios térmicos, alcançando o regime térmico com bons resultados.

CAPÍTULO V

CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho, no Capítulo I, foi feita uma análise das topologias monofásicas e trifásicas retificadoras procurando indicar suas principais características. Viu-se que as estruturas com semicondutores controlados (MOSFETs, IGBTs, etc...) possuem melhores características como fator de potência (FP) e regulação de carga. Dentre as estruturas com semicondutores controlados, verificou-se que o conversor Boost, operando em condução contínua e com controle por valores médios instantâneos, apresentava-se como a melhor opção para o desenvolvimento de um retificador pré-regulador, com fator de potência unitário. Os principais argumentos que determinaram esta decisão foram:

- Fator de potência elevado, muito próximo da unidade.
- Filtro de linha com pouco volume e peso.
- Existência de um circuito de controle comercial, o circuito integrado UC3854.

No Capítulo II fez-se um breve estudo do conversor CC-CC Boost-PWM-MCC, já que este serviu de base para o conversor CA-CC Boost-PWM-MCC com controle por valores médios instantâneos. Em seguida, fez-se um estudo detalhado do conversor CA-CC Boost-PWM-MCC com controle por valores médios instantâneos. Foi apresentada uma metodologia de projeto tanto para a parte de potência como para o controle e o comando. Foram desenvolvidas novas equações matemáticas para a determinação do valor da corrente eficaz no interruptor S, no diodo D e no capacitor C do conversor, uma vez que as equações propostas em [7] não apresentavam resultados satisfatórios quando comparado com os resultados das simulações. Simulações foram realizadas com o intuito de validar as equações desenvolvidas neste trabalho, assim como toda a metodologia de projeto apresentada para parte de potência e de controle. Uma vez obtido o resultado das simulações, foram feitas comparações com os valores calculados teoricamente com as novas equações, resultando em sua validação.

CAPÍTULO V

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10Kw com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

No Capítulo III procurou-se mostrar as principais características do IGBTs e fundamentar a razão para sua utilização, na implementação do protótipo experimental. Foram apresentados ainda alguns circuitos de comando com proteção contra curto-circuito. Procurou-se incluir neste capítulo o máximo de informações possíveis sobre o uso do módulo comercial de comando SKHI10 da Semikron, que possui isolamento, proteção contra curto-circuito, tensão positiva e negativa, para condução e bloqueio, respectivamente.

No Capítulo IV mostrou-se os principais resultados obtidos utilizando dois tipos de circuito de ajuda à comutação: “Snubber” dissipativo e regenerativo. Foram feitos levantamentos dos rendimentos e realizadas comparações entre as perdas das duas situações e chegou-se à conclusão que o “Snubber” regenerativo apresenta-se como a melhor solução para diminuir as perdas no semicondutor e melhorar o rendimento. Foram apresentadas ainda as formas de onda de tensão e corrente de entrada, de tensão e corrente de saída, de tensão e corrente no IGBT e detalhes da comutação, assim como os resultados de ensaio térmico. Mostrou-se a Taxa de Distorção Harmônica e o Fator de Potência do conversor operando em uma faixa de potência entre 2kW e 10kW. O pior caso para o FP e TDH foi em 2kW, pois a ondulação da corrente de entrada começa a se tornar significativa, inserindo harmônicas na corrente de entrada do conversor. Mesmo assim, ainda se obteve FP próximo da unidade.

Uma futura implementação será efetuada substituindo-se os núcleos de ferrite por Ferro-Silício de grão orientado. Acredita-se que com isto será alcançada uma redução no volume e no custo, além de proporcionar robustez e facilidade de manuseio em uma linha de produção industrial.

Este trabalho teve como objetivo implementar um protótipo para um retificador com potência nominal de saída de 10kW com fator de potência unitário e rendimento maior ou igual a 95%. Para tal foi elaborada uma metodologia de projeto.

Conclui-se que todas as etapas de projeto foram executadas com êxito e espera-se que este conhecimento possa ser transferido para a indústria nacional tornando os equipamentos brasileiros mais competitivos junto ao mercado mundial, cada vez mais globalizado.

CAPÍTULO V

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10Kw com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

REFERÊNCIA BIBLIOGRAFICA

- [1] SILVA, C. S.; Power Factor Correction with the UC3854. 1991. Application Note, Unitrode. Lexington, MA, EUA.
- [2] SEIXAS, C. M.; “Estudo do Conversor Boost em Condução Descontínua Aplicado à Correção do fator de potência”. Relatório Interno..
- [3] BARBI, I.; SOUZA, A. F.; “Curso de Correção de Fator de Potência de Fontes de Alimentação”. INEP, julho de 1993. pp.: 1-2.
- [4] MEHL, E. L. M.; BARBI, I.; An improved High Power Factor And Low Cost Three Phase Rectifier. Proceedings of the Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'96), IEEE, PP 835-841, Dallas, USA, March 1995.
- [5] MUÑOZ, C. A. B.; Barbi, I.; “Uma Nova Estratégia para a Correção do Fator de Potência em Retificadores Trifásicos”, Usando o Transformador de Inter-Fase de Linha (LIT). II Seminário de Eletrônica de Potência - SEP 95, pp. 98-104, agosto de 1995.
- [6] CONTRERAS, J. G.; “Conversor CA/CC Trifásico, com Alto Fator de Potência, Frequência Fixa”, Empregando um Único Estágio de Processamento de Potência”. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 1993.
- [7] GAIDZINSKI, P. R.; Unidade Retificadora de Alta Performace, 1500W-25A, Para Telecomunicações., 1993, 106p. Dissertação de Mestrado da UFSC.
- [8] SILVA Jr., E. T.; Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1994, 110p.

CAPÍTULO V

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10Kw com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.

- [9] PERIN, A. J. ; BASCOPE, P. T.; O Transistor IGBT aplicado em eletrônica de Potência . Sagra Luzzatto, 1997.
- [10] REDL, R.; Achieving Compliance with New Line-Harmonic Regulations, Tutorial PCIM'96, junho 1996.
- [11] MICROSIM.; Pspice Circuit Analysis User's Guide - Vol. 1 e 2, Version 5, 1991.
- [12] SOUZA, A. F.; Projeto de Tese de Doutorado - Retificadores Monofásicos de Alto Fator de Potência com Reduzidas Perdas de Condução e Comutação, INEP, UFSC, Dezembro 1995, 96p.
- [13] CEI/IEC; IEC 1000-3-2 International Standard, International Electrotechnical Commission; 1995.

CAPÍTULO V

Dissertação de mestrado - Conversor Monofásico para 10Kw com Fator de Potência Unitário - Robson Luiz Cardoso. robson@inep.ufsc.br Set. de 1997.